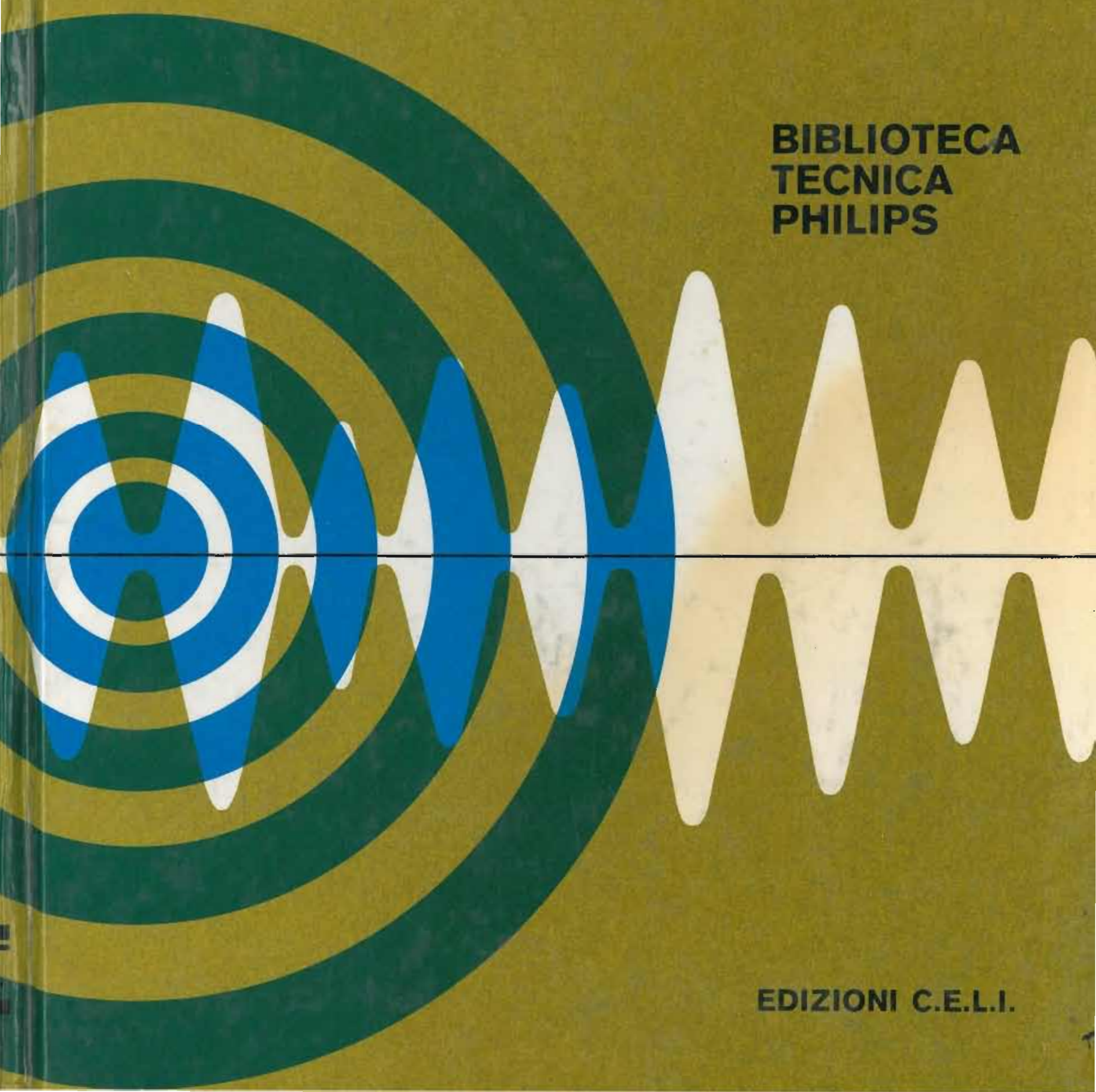
Ir. W. P. Neidig - P. W. Zwollo

RADIOSTEREOFONIA



BIBLIOTECA
TECNICA
PHILIPS

EDIZIONI C.E.L.I.

BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS

RADIOSTEREOFONIA

Ir. W. P. Neidig - P. W. Zwollo

1 9 7 1

EDIZIONI - **C. E. L. I** - BOLOGNA
VIA GANDINO, 1

Questo libro è stato pubblicato anche
nelle lingue olandese e inglese.

Traduzione del dr. ROMANO ROSATI

Edizione italiana - C.E.L.I. - Bologna - 1971

Stampato in Italia

Grafiche Mignani - Bologna

PREFAZIONE

Dopo che la stereofonia ha trovato applicazione nelle riproduzioni fonografiche e nei registratori a nastro, questo migliorato tipo di riproduzione dei suoni è stato applicato naturalmente anche alle radiodiffusioni, nelle quali esso sembra presentare molte possibilità. Nel presente libro tratteremo alcune di tali possibilità, con riferimento alla loro più generale applicazione.

Negli USA il Federal Communication Committee (FCC) fu il primo ente al mondo a scegliere come normale un sistema di radiotrasmissione stereofonica.

Per un certo periodo, sono state effettuate in Europa trasmissioni sperimentali con il sistema FCC, ma non è stata presa alcuna decisione circa il sistema da usare. È tuttavia prevedibile che sarà scelto il sistema FCC, anche se, probabilmente, con qualche piccola modifica.

Questo libro tratta la stereofonia e le sue applicazioni ai fonografi e ai registratori a nastro, ma la maggior parte di esso è dedicata alla radiodiffusione stereofonica, particolarmente secondo il sistema FCC.

Esso non pretende di costituire una trattazione completa della radiodiffusione stereofonica, ma il suo scopo è di fare acquisire al lettore una certa conoscenza dell'argomento, in maniera abbastanza semplice. Perciò riteniamo che il libro possa interessare un grande numero di persone.

GLI AUTORI

INDICE

CAPITOLO I.

IL CONCETTO DI STEREOFONIA

Il lettore sa senza dubbio che l'orecchio umano può determinare la direzione di provenienza di un suono. La precisione con cui questa determinazione può essere fatta, è maggiore di quanto generalmente si ritenga.

Anche nell'epoca preistorica questa determinazione auricolare della direzione era di grande importanza per l'uomo. A quel tempo, egli era circondato da molti pericoli, costituiti sia da uomini che da animali ed il potere essere tempestivamente avvertito della loro presenza era per lui della massima importanza. Di giorno, il potersi servire della vista era importantissimo, ma di notte questo senso non poteva essere utilizzato. Spesso, anche durante il giorno, la fitta vegetazione, che si estendeva praticamente ovunque, limitava il campo visivo alle immediate vicinanze. L'ascolto, perciò, assumeva il compito di stabilire la presenza di elementi ostili.

Stabilire unicamente la presenza di nemici non era sufficiente. Era anche necessario determinare in quale direzione si trovasse il nemico, per essere in grado di attuare le misure difensive o, se necessario, per attaccare. Nella caccia, evidentemente, l'abilità a determinare acusticamente la direzione era molto importante.

Oggi la determinazione acustica della direzione svolge ancora una funzione importante nella vita quotidiana. Un esempio tipico di ciò, si ha quando una persona è in una compagnia in cui si svolgono contemporaneamente numerose diverse conversazioni. Mediante la determinazione acustica della direzione, ci si può deliberatamente con-

centrare su una di esse, escludendo più o meno completamente le altre conversazioni. Si può provare ciò molto semplicemente coprendosi un orecchio: ciò renderà impossibile concentrarsi su una qualunque delle conversazioni che vengono svolte e ciò mostra chiaramente l'importanza dell'ascolto con entrambi gli orecchi.

Infatti, come potremmo immaginare una conversazione, se i partecipanti non hanno la possibilità di determinare acusticamente la direzione?

Questo processo di ascolto direzionale può essere facilmente spiegato, se consideriamo una persona che ascolti con entrambi gli orecchi i suoni provenienti da una sorgente sonora puntiforme. Questa situazione è mostrata schematicamente nella Fig. 1.1. La persona *A* ascolta con l'orecchio sinistro *B* e l'orecchio destro *C* il suono che proviene dalla sorgente *D*, che è a sinistra, dinanzi all'ascoltatore. La figura mostra chiaramente che il percorso fra *D* e *B* è più corto di quello fra *D* e *C*. Poiché la velocità del suono è la stessa per entrambi i percorsi *DB* e *DC*, un'onda sonora proveniente da *D* raggiungerà prima l'orecchio *B* e poi l'orecchio *C*. Inoltre le onde sonore che vanno da *D* a *B* subiscono evidentemente minore attenuazione di quelle che vanno da *D* a *C*, sempre a causa della differente distanza. In altri termini, l'intensità sonora all'orecchio *B* risulta maggiore di quella all'orecchio *C*.

Questi due differenti suoni vengono ora condotti, attraverso la membrana del timpano, l'ossatura auricolare e i nervi dell'udito, a quella parte del cervello che elabora gli stimoli sonori e che può risolvere le eventuali differenze fra questi due stimoli acustici ricevuti, in una indicazione di direzione della sorgente sonora. Si è anche riscontrato che la forma dell'orecchio ha una certa influenza sulla determinazione acustica della direzione e che la precisione di tale determinazione è considerevolmente minore alle frequenze basse.

Dopo aver appresa la fisiologia della determinazione acustica della direzione, possiamo applicarla alla registrazione e riproduzione dei suoni, il cui livello di qualità è attualmente altissimo.

I primi tentativi in questo campo si basavano sull'impiego di una testa artificiale. Questa era un modello di testa nella quale vi era un microfono al posto di ciascun orecchio. La testa artificiale svolgeva la funzione di un ascoltatore e i due microfoni erano collegati a due auricolari telefonici, applicati ad un ascoltatore situato in un'altra stanza. Così veniva immediatamente trasmessa ai due orecchi dell'ascoltatore tutta l'immagine sonora ricevuta attraverso i micro-

foni dalla testa artificiale, insieme alla rilevante differenza di intensità e di tempo di propagazione.

Sarebbe logico ritenere che l'ascoltatore ricevesse, attraverso gli auricolari, la stessa impressione sonora di quella che egli riceverebbe, se fosse nella stessa posizione della testa artificiale.

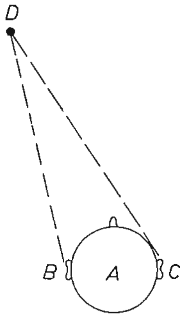


Figura 1.1 - Ascolto di un suono proveniente da una sorgente puntiforme.

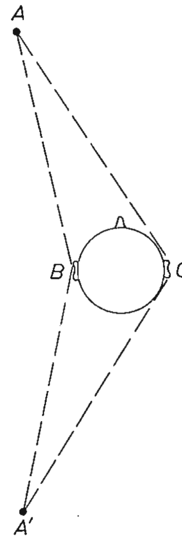


Figura 1.2 - Testa artificiale, con una sorgente sonora dinanzi ad essa e una sorgente sonora dietro.

Si è invece riscontrato che vi era una considerevole differenza. Se l'ascoltatore ruotava la testa, tenendo sempre i due auricolari, l'immagine sonora ruotava anch'essa. L'ascoltatore, cioè, non riceveva alcuna informazione che gli consentisse di determinare se il suono era dinanzi a lui o dietro di lui, ma aveva la sensazione che la sorgente sonora fosse nella sua testa. Questa era una sensazione sgradevole e inoltre non aderente alla realtà.

Si può facilmente spiegare, mediante la Fig. 1.2, che in realtà non si aveva alcuna informazione sulla localizzazione della sorgente, dinanzi oppure dietro, per il fatto che la testa artificiale rilevava una sorgente sonora *A* dinanzi ad essa e un'altra sorgente *A'* dietro di essa.

In entrambi i casi le distanze verso i microfoni *B* e *C* sono le stesse. A causa dell'identica distanza, *B* non sarà in grado di distin-

guere fra le sorgenti sonore *A* e *A'*, poiché il tempo di propagazione e l'intensità sono uguali per entrambe le sorgenti.

Ovviamente lo stesso vale per *C*, sicché nell'ascolto non possono essere percepite differenze tali, da permettere un'accurata localizzazione della sorgente sonora. L'immagine sonora non si muoverà ruotando la testa.

La localizzazione viene accuratamente determinata dall'involontario movimento della testa. Le risultanti variazioni di intensità e di differenza di tempo di propagazione fra i due orecchi, danno allora un'informazione sufficiente a determinare la localizzazione della sorgente sonora.

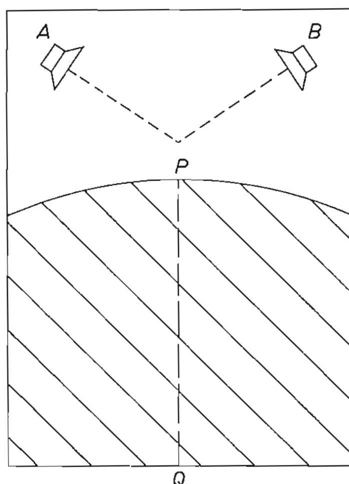


Figura 1.3 - Altoparlanti disposti per la riproduzione « stereofonica ».

Ne deriva che, per una fedele riproduzione, l'immagine sonora ricevuta mediante la testa artificiale e trasmessa ad un'altra località, deve essere determinata spazialmente. Un metodo adatto per ottenere ciò consiste nel riprodurre i due segnali provenienti dalla testa artificiale, mediante i due altoparlanti *A* e *B* situati ad una certa distanza fra loro, come si vede nella Fig. 1.3. Le distanze di entrambi gli altoparlanti sono le stesse per una persona che stia sulla linea *PQ*. Essa, quindi, ascolterà i suoni provenienti da entrambi gli altoparlanti nella stessa relazione, come se essi fossero ricevuti dalla testa artificiale.

Però l'orecchio sinistro sentirà anche il suono proveniente dal-

l'altoparlante di destra e l'orecchio destro il suono proveniente dall'altoparlante di sinistra, anche se l'ascoltatore non è sulla linea *PQ*. Inoltre si avranno differenze di tempo di propagazione e di intensità per qualunque punto, che non sia sulla linea *PQ*, a differenza dei segnali ricevuti dalla testa artificiale.

In pratica l'effetto di questi due fattori è così ridotto, che nella quasi totalità dei casi si può ottenere ugualmente un buon ascolto stereofonico, nell'area mostrata tratteggiata nella Fig. 1.3.

Un altro metodo, per approssimarsi alla perfetta stereofonia, si ha, per esempio, ponendo uno schermo con vari microfoni dinanzi ad un'orchestra. Ogni microfono è collegato ad un altoparlante, si-

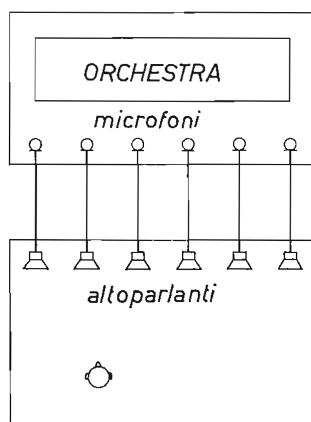


Figura 1-4. - Trasmissione stereofonica mediante vari microfoni e altoparlanti.

stemato in una posizione simile su uno schermo, in una stanza di ascolto posta in un luogo qualsiasi. Questa disposizione è mostrata schematicamente nella Fig. 1.4. Una persona, in questa seconda stanza, otterrà una buona immagine spaziale dell'orchestra, tale che tutti gli strumenti vengano localizzati nei loro propri posti. Sono state eseguite prove che hanno dimostrato che questa disposizione può essere limitata a due soli microfoni posti ad una certa distanza l'uno dall'altro e a due altoparlanti collegati ad essi nella stanza di ascolto.

In generale, possiamo dire che le imperfezioni introdotte dai metodi di approssimazione della trasmissione stereofonica sono largamente compensate da una buona tecnica di registrazione e da un'accurata disposizione degli altoparlanti.

Per informazioni più dettagliate sulla determinazione acustica della direzione e sulla stereofonia, il lettore può riferirsi alla bibliografia.

Da quanto precede risulta però chiaro che sono sufficienti due elementi di registrazione e due di riproduzione per trasmettere un'immagine sonora. Ciò significa che con la stereofonia si può trasmettere una adeguata informazione spaziale, impiegando solo due canali differenti.

La possibilità di ottenere la registrazione stereofonica e la riproduzione in una maniera alquanto semplice ha consentito i grandi progressi che la stereofonia ha compiuto nel campo dei fonografi, dei registratori a nastro e della radiodiffusione. Queste applicazioni verranno considerate nei capitoli II e III.

CAPITOLO II.

TECNICHE STEREOFONICHE

Nel capitolo I abbiamo mostrato che è possibile una trasmissione stereofonica trasmettendo simultaneamente due segnali differenti, in contrasto con la trasmissione monofonica, nella quale basta un solo segnale.

La stereofonia può perciò essere introdotta piuttosto semplicemente nella registrazione a nastro. Nei normali registratori monofonici a nastro, il suono viene registrato su piste adiacenti sul nastro e le piste vengono poi riprodotte singolarmente, una dopo l'altra.

I due segnali, necessari per i programmi stereofonici, debbono essere registrati simultaneamente su due piste che debbono poi essere riprodotte contemporaneamente. Ciò può essere ottenuto semplicemente impiegando una seconda testina di registrazione e di riproduzione. Il segnale di sinistra viene registrato su una pista e il segnale di destra sull'altra. Con « segnale di sinistra » intendiamo il segnale fornito dal microfono sinistro della testa artificiale, mentre il « segnale di destra » è fornito dal microfono di destra.

Nella riproduzione, le due piste sonore sono « lette » simultaneamente e i segnali ottenuti vengono riprodotti, dopo amplificazione, da due altoparlanti situati uno a sinistra e l'altro a destra rispetto all'ascoltatore.

Poiché si fa diretto uso dei segnali di sinistra e di destra, questo sistema viene denominato sistema L/R (L = left = sinistra, R = = right = destra).

Quando vennero introdotti i dischi stereofonici, si trovò che era

naturale usare il movimento orizzontale della puntina, che era precedentemente usato nelle registrazioni monofoniche, per esempio per il segnale di sinistra e il movimento verticale della puntina per il segnale di destra. Senonché bisognava tener conto dell'esistenza di molti giradischi e dischi monofonici, sicché il sistema doveva essere tale da consentire la riproduzione di dischi monofonici sui giradischi stereofonici e viceversa. Di un sistema che soddisfi questa esigenza, si dice che è *compatibile.*

Il sistema, nel quale sono usati i movimenti orizzontali e verticali della puntina per i segnali di sinistra e di destra, non soddisfa questa esigenza della compatibilità. Con questo sistema la riproduzione di un disco fonografico stereo, impiegando un giradischi monofonico, avverrebbe solo per il segnale di sinistra, poiché il fonorivelatore monofonico è sensibile solo ai movimenti orizzontali della puntina. Ciò darebbe un'erronea immagine sonora.

In una registrazione stereofonica di un'orchestra, il microfono situato a sinistra riceverà più fortemente i suoni provenienti dalla parte sinistra dell'orchestra, rispetto ai suoni provenienti da destra. La riproduzione di questo solo segnale di sinistra, porterebbe a riprodurre i suoni della parte sinistra dell'orchestra più fortemente di quelli della parte destra.

Il fonorivelatore per un'apparecchiatura stereo, impiegante questo sistema, converte il movimento orizzontale della puntina in un segnale per l'altoparlante di sinistra e il movimento verticale in un segnale per l'altoparlante di destra. Poiché quando si riproduce un disco monofonico la puntina del fonorivelatore si sposta solo orizzontalmente, nella riproduzione attraverso l'apparecchiatura stereofonica il segnale monofonico verrà riprodotto solo dall'altoparlante di sinistra. Si potrebbe usare il secondo altoparlante anche per la riproduzione monofonica, collegando l'entrata all'amplificatore del segnale di destra, in parallelo con l'entrata dell'amplificatore di sinistra.

Si ottiene un sistema compatibile rendendo i due movimenti della puntina perpendicolari l'uno all'altro, ma inclinati di 45° rispetto al sistema monofonico. Le due direzioni di movimento sono indicate nella Fig. 2.1 con *L*, per l'informazione di sinistra e con *R* per l'informazione di destra.

La riproduzione stereofonica di un disco che sia stato inciso impiegando questo sistema richiede un fonorivelatore, che converta i due movimenti in due separati segnali di tensione. Si fa allora uso

di due normali fonorivelatori meccanicamente connessi e disposti in modo che i due segnali stereo vengano ottenuti separatamente.

Nella riproduzione di un disco stereofonico su un giradischi monofonico, soltanto il movimento orizzontale del fonorivelatore viene convertito in segnale.

La Fig. 2.1 mostra che questo movimento consiste delle componenti orizzontali dei movimenti L e R, cosicché il segnale contiene allo stesso grado l'informazione di sinistra e quella di destra. Ciò è mostrato nella figura, simbolicamente, da $(L + R)$. In tal modo si ottiene una buona riproduzione sonora monofonica.

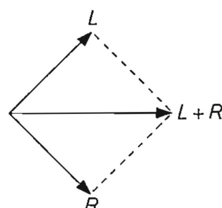


Figura 2.1 - Movimento della puntina in un fonorivelatore stereofonico.

Quando un disco monofonico viene riprodotto su una apparecchiatura stereo di questo tipo, il movimento orizzontale impartito dal disco al fonorivelatore viene suddiviso, come si vede nella Fig. 2.1, in due componenti reciprocamente perpendicolari, entrambe proporzionali al movimento originale. Entrambi i fonorivelatori, allora, trasmettono segnali identici ai due amplificatori, sicché ambedue gli altoparlanti riproducono monofonicamente il segnale, senza che sia necessario alcun ulteriore accorgimento.

Evidentemente, questo sistema è generalmente compatibile. Siccome, però, molti fonorivelatori monofonici hanno una certa sensibilità al movimento verticale, la riproduzione dei dischi stereofonici provoca un considerevole consumo delle pareti del solco, con conseguente accorciamento della durata del disco.

Si può ottenere una buona riproduzione negli impianti di riproduzione sonora stereofonica, se sono sufficientemente alte le loro prestazioni per quel che concerne la distorsione, il campo di frequenza, la caratteristica di frequenza, la distorsione di intermodulazione e l'uscita.

Le buone apparecchiature stereofoniche debbono presentare alte prestazioni, per quanto riguarda l'uniformità di ampiezza e di fase per i due canali, oltre che per la diafonia.

Uniformità di ampiezza significa che entrambi i canali debbono fornire la stessa amplificazione del segnale ad essi applicato. Se le amplificazioni sono diverse, uno dei due segnali verrà riprodotto in maniera relativamente più forte, così che l'immagine sonora si sposterà verso il lato dell'altoparlante, che riproduce il segnale più forte.

Con un sistema come quello mostrato nella Fig. 2.2, nel quale due altoparlanti sono disposti ad una certa distanza fra loro, un ascoltatore situato al centro, dinanzi ad essi, udrà una sorgente sonora virtuale posta al centro fra i due altoparlanti, se la sorgente sonora originaria è esattamente davanti alla testa artificiale e se i due canali di riproduzione sono assolutamente identici.

Se invece vi sono differenze di tempo fra i due canali, ossia se essi hanno differenti caratteristiche di fase e se i suoni iniziano bruscamente, la sorgente sonora virtuale inizialmente non risulterà posta fra i due altoparlanti, ma sembrerà spostata verso il lato dell'altoparlante, il cui canale ha il minore tempo di propagazione. Dopo pochi

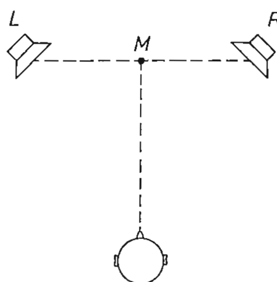


Figura 2.2 - Sorgente sonora virtuale in M per identici segnali dell'altoparlante.

millisecondi, la sorgente sonora virtuale si riporterà a metà fra gli altoparlanti. Questo effetto si ha per qualunque posizione della sorgente sonora, sicché, quando viene riprodotta della musica e questa situazione si ripete da parte delle varie sorgenti, si ottiene un'immagine sonora instabile, che si sposta da un lato all'altro dell'orchestra.

Per diafonia s'intende che parte del segnale di sinistra viene anche riprodotta dall'altoparlante di destra, e viceversa. Se, per esempio nella Fig. 2.2, solo l'altoparlante di sinistra emette un suono udi-

bile, la sorgente sonora virtuale coinciderà con l'altoparlante di sinistra. Se, per effetto di diafonia, lo stesso segnale viene riprodotto simultaneamente, ma con intensità ridotta, dall'altoparlante di destra, la posizione della sorgente virtuale risulterà spostata verso il centro, indipendentemente dal rapporto di intensità dei suoni. Per esempio, nella riproduzione stereofonica di un'orchestra completa, la diafonia darà luogo ad un effetto uguale per tutti gli strumenti, sicché si ottiene una immagine sonora più « stretta », ossia tale da far pensare che i vari componenti dell'orchestra siano più serrati fra loro. Quanto maggiore è la diafonia, tanto più la riproduzione assume un carattere monofonico.

Per ulteriori informazioni sulla stereofonia nei giradischi e nei registratori a nastro, si consulti la bibliografia.

CAPITOLO III.

RADIODIFFUSIONE STEREOFONICA

Era naturale che si dovesse porre attenzione all'applicazione della stereofonia alla radiodiffusione, per ottenere così un considerevole miglioramento nella riproduzione dei suoni. Per accertare la possibilità pratica della radiostereofonia, vennero compiute prove di trasmissione impiegando anzitutto trasmettitori modulati in ampiezza.

Nelle prime prove, effettuate in Olanda, il segnale di sinistra veniva trasmesso da un trasmettitore in AM e il segnale di destra da un altro trasmettitore. Per la ricezione erano necessari due o più ricevitori identici, disposti a sinistra e a destra dell'ascoltatore, il primo accordato sul trasmettitore che emetteva il segnale di sinistra, e il secondo sull'altro trasmettitore per la riproduzione del segnale di destra. Se i livelli sonori di entrambi i ricevitori venivano accuratamente regolati, un ascoltatore seduto dinanzi ai due ricevitori otteneva un'immagine sonora stereofonica.

La limitata larghezza di banda dei trasmettitori in AM, determinava una qualità della ricezione solo moderatamente buona, a causa dell'assenza delle note alte. La variante susseguentemente compiuta fu, quindi, di adottare trasmettitori nella banda FM che permettessero la trasmissione di tutto il campo di frequenze udibili. Ciò migliorò enormemente la qualità della trasmissione stereofonica. Vi erano tuttavia grandi difficoltà nell'impiegare due trasmettitori da radiodiffusione. Anzitutto, un ascoltatore che possedesse solo un ricevitore, poteva solo ascoltare il segnale di sinistra, oppure quello di destra.

Come abbiamo visto nel cap. II, il segnale di sinistra o quello di destra, da solo, non è adatto per l'ascolto, poiché fornisce un'erronea immagine sonora. Ciò significa che questo sistema è *non compatibile*.

Nella radiodiffusione circolare stereofonica la *compatibilità* significa che, quando una trasmissione stereofonica viene ricevuta da un radioricevitore che sia adatto solo alla trasmissione monofonica, si deve ottenere una buona riproduzione monofonica.

Una seconda difficoltà è che, per trasmettere un solo programma stereofonico, dovevano essere usati due trasmettitori. Pertanto, economicamente, questo sistema non era atto ad essere applicato su larga scala.

Vennero compiute ricerche per un sistema compatibile, che permettesse di trasmettere stereofonicamente, mediante un solo trasmettitore. Si presentarono numerose possibilità, delle quali considereremo solo le più importanti.

Sostanzialmente dobbiamo distinguere fra tre tipi di sistemi:

a) sistema senza sottoportante;

b) sistema con sottoportante;

c) sistema con segnale pilota.

a) È possibile immaginare un trasmettitore che emetta un'onda portante che sia contemporaneamente modulata in due modi.

Un'applicazione pratica di questo sistema si ha modulando l'onda portante in ampiezza, con il segnale di sinistra e in frequenza, con il segnale di destra. Il ricevitore deve allora contenere un rivelatore per segnali modulati in ampiezza e uno per segnali modulati in frequenza. Il primo rivelatore fornisce il segnale di sinistra e il secondo il segnale di destra. Per la trasmissione di tutte le frequenze udibili, lo spettro irradiato dal trasmettitore diviene così ampio che si può considerare soltanto l'uso della banda FM. Ciò vale per tutti i sistemi di radiodiffusione circolare stereofonica.

Un ricevitore monofonico per FM, nel quale risulti eliminata la modulazione di ampiezza, rivelerà solo la modulazione di frequenza e quindi darà soltanto il segnale di destra. Il sistema, perciò, non è compatible, ma se l'onda portante trasmessa è una somma, modulata in frequenza, dei segnali di sinistra e di destra, si ottiene un sistema compatibile. Il ricevitore monofonico riprodurrà, allora, soltanto la somma dei due segnali. Poiché in tal modo si ottiene un'accurata

immagine sonora, (come abbiamo visto nel capitolo II), il sistema è compatibile.

L'informazione stereo è allora presente, solo quando vi è differenza fra i segnali di sinistra e di destra. Quando questi due segnali vengono sommati, tale differenza si perde.

Il sistema Crossby impiega la modulazione di frequenza della sottoportante. Un ricevitore, previsto per questo sistema, avrà un secondo rivelatore a FM dopo il normale rivelatore FM, per rivelare la sottoportante.

Un altro sistema con modulazione di frequenza della sottoportante è stato sviluppato in Svezia. Poiché questo sistema è impiegato in larga scala in Scandinavia, ne daremo una dettagliata descrizione.

Alla base dello sviluppo di questo sistema vi era il desiderio di effettuare la trasmissione stereofonica di un unico programma, oppure la trasmissione simultanea di due programmi monofonici completamente diversi, mediante un solo trasmettitore. Quest'ultima esigenza derivava dal desiderio di disporre di un numero maggiore di programmi regionali, ad esempio per scuole o per altre trasmissioni educative.

La necessità di una completa separazione dei due segnali indipendenti fra loro è stata soddisfatta da questo sistema, nel quale la modulazione di frequenza della sottoportante dà una diafonia minima e la minima sensibilità ai disturbi.

La frequenza della sottoportante è di 31,25 kHz, in considerazione di una possibile applicazione sulla televisione con il sistema a 625 righe. Si è trovato che, se la frequenza della sottoportante è esattamente doppia della frequenza di riga (15.625 Hz), il disturbo si riduce al minimo.

Siccome la sottoportante è relativamente debole, il segnale che la modula fornirà, dopo la rivelazione, un rapporto segnale-rumore molto peggiore rispetto all'altro programma trasmesso contemporaneamente. Questo rapporto può essere migliorato mediante una compressione sulla dinamica del segnale di modulazione sul trasmettitore e una corrispondente espansione nel ricevitore.

Conseguentemente, il rumore che si ha con basso indice di modulazione, risulterà minore che con modulazione piena. Il rumore che si ha con piena modulazione non è rilevante, dato che esso viene mascherato dal segnale di modulazione forte.

Quando si usa la modulazione di ampiezza della sottoportante (la Philips, fra gli altri, ha compiuto esperimenti con questo metodo),

l'informazione stereofonica viene trasmessa come segnale di differenza, sotto forma di modulazione di ampiezza dell'onda portante trasmessa. Per ripristinare il segnale originario nel ricevitore stereofonico, i segnali somma e differenza debbono essere convertiti, in un circuito speciale, nei segnali di sinistra e di destra.

b) I sistemi con sottoportante usano i segnali somma e differenza per essere compatibili. Nei segnali somma e differenza si hanno frequenze comprese fra 20 Hz e 15 kHz.

Entrambi i segnali debbono essere trasmessi simultaneamente. Poi, per tenerli separati, il segnale differenza viene traslato in una banda più elevata mediante modulazione su una sottoportante, che abbia una frequenza sufficientemente alta, affinché tutto il segnale differenza, traslato, abbia una frequenza maggiore della massima frequenza del segnale somma.

Lo spettro di frequenze di questo segnale stereo è rappresentato nella Fig. 3.1. La portante principale viene modulata in frequenza con entrambi i segnali.

Dopo la ricezione e la rivelazione, in un ricevitore monofonico risulterà udibile solo il segnale somma. Le frequenze del segnale differenza traslato cadono oltre il campo udibile.

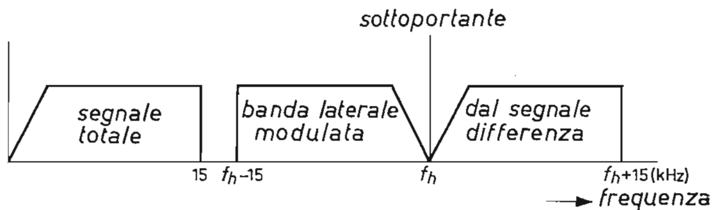


Figura 3-1. - Spettro di frequenza di un segnale stereo con sottoportante.

In un ricevitore stereofonico vengono rivelati i segnali somma e differenza e da essi vengono ricavati i segnali originari.

I due metodi tradizionali di modulazione del segnale differenza sulla sottoportante, sono la modulazione di frequenza e quella di ampiezza. Il ricevitore è simile a quello usato nel sistema Crossby, eccetto che il secondo demodulatore rivela la modulazione di ampiezza della sottoportante.

Nel sistema Crossby i ricevitori sono più complicati e più costosi, rispetto a quelli richiesti dall'altro sistema, poiché il progetto del rivelatore per FM è più complicato di quello del rivelatore per AM.

Siccome il sistema svedese impiega un circuito di espansione dinamica, il ricevitore, naturalmente, deve essere più complicato e più costoso rispetto a quello del sistema Crossby.

c) Una percentuale piuttosto grande dell'energia di trasmissione disponibile viene spesa per la trasmissione della sottoportante, sicché vi è meno energia disponibile per trasmettere l'informazione stereofonica.

Se non viene trasmessa la sottoportante, risulta disponibile maggiore energia per la trasmissione dell'informazione. Un esempio di ciò è il sistema Percival, nel quale il segnale somma modula in frequenza un'onda portante, insieme con un segnale pilota. La frequenza di quest'ultimo è al di fuori del campo udibile ed è modulata con il segnale risultante dalla differenza di intensità dei segnali di sinistra e di destra. Poiché questo segnale pilota non svolge un ruolo fondamentale sull'intensità media della riproduzione, l'energia richiesta per la sua trasmissione può essere molto minore di quella necessaria per la sottoportante dei sistemi della categoria *b*).

Il segnale somma viene rivelato nel ricevitore e applicato agli ingressi di un amplificatore stereo. L'amplificazione dei canali di sinistra e di destra viene controllata con il segnale differenza di intensità, cioè con la modulante del segnale pilota. L'inconveniente di questo sistema è che non si ha alcuna informazione sulle differenze di tempo di propagazione.

Questo sistema è denominato « sistema stereofonico in intensità », ma non fornisce un'autentica immagine dell'originale. Il trasmettitore risulta alquanto complicato, mentre il ricevitore può essere molto semplice.

Per concludere questo capitolo, tratteremo ora del sistema sviluppato contemporaneamente dalle ditte americane General Electric e Zenith. Il comitato per le norme di radiodiffusione in U.S.A., la FCC, ha adottato, come normale per gli U.S.A., questo sistema, che funziona anch'esso con un segnale pilota.

Finora non è stato raggiunto alcun accordo in Europa sul sistema da usare. Sono attualmente in corso regolari trasmissioni con il sistema FCC in numerosi paesi europei (compresa la Germania occidentale e l'Olanda) ed è praticamente certo che questo sistema verrà adottato come standard per l'Europa.

In esso si fa uso dei segnali somma e differenza, modulanti una sottoportante. Però il segnale differenza è modulato in ampiezza con contemporanea soppressione della sottoportante, sicché si hanno solo le bande laterali. Il segnale somma e le bande laterali del segnale differenza modulano in frequenza, insieme con il segnale pilota, l'onda portante principale.

Il segnale pilota contiene tutte le informazioni relative alla sottoportante soppressa e serve nel ricevitore per rigenerarla, consentendo così la rivelazione del segnale differenza.

Vi sono vari modi per ripristinare i segnali originari dal segnale multiplex rivelato nel ricevitore. In uno di questi, il segnale pilota viene filtrato, dopo la normale rivelazione FM, e trasformato nella desiderata sottoportante. Il segnale somma e le bande laterali del segnale differenza sono separati mediante filtri. Successivamente si aggiunge la sottoportante alle bande laterali e, per rivelazione, viene ottenuto il segnale differenza. I segnali somma e differenza vengono convertiti, in uno speciale circuito, nei segnali originali di sinistra e di destra.

Come spiegheremo in seguito, la soppressione della sottoportante dà luogo ad un aumento dell'energia disponibile per la trasmissione dell'informazione.

Il ricevitore per il sistema FCC è meno complicato di quello per il sistema Crossby, ma è più complicato del ricevitore necessario per il sistema Philips. Siccome è probabile che venga usato generalmente il sistema FCC, i capitoli successivi tratteranno soltanto questo sistema.

CAPITOLO IV.

IL SISTEMA FCC

Come abbiamo detto nel precedente capitolo, il segnale modulante nella trasmissione stereofonica dei suoni mediante il sistema FCC, ha tre componenti, che modulano in frequenza l'onda portante di un trasmettitore stereo. Le tre componenti del segnale sono:

1) Il segnale somma del segnale di sinistra e di quello di destra, denominato segnale *M*. *M*, indica che questo segnale contiene l'informazione completa per la trasmissione monofonica. I segnali di sinistra e di destra vengono indicati, per semplicità, rispettivamente *L* e *R*. Con questa notazione $M = L + R$.

2) Le due bande laterali, derivanti dal segnale differenza mediante modulazione di ampiezza con soppressione della sottoportante. Questo segnale è indicato con S_M, per differenziarlo dal segnale differenza, indicato con *S*, che contiene l'informazione stereo. Pertanto il segnale *S* risulta $S = L — R$.

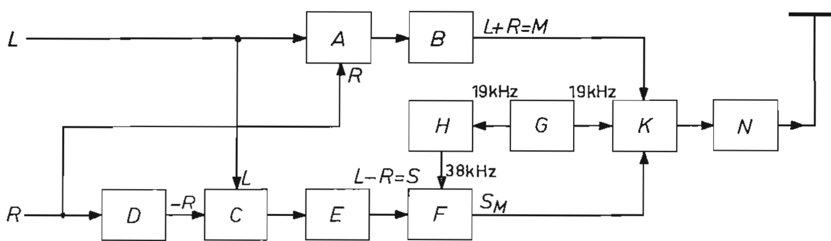
3) Il segnale pilota, che ha un'ampiezza relativamente bassa ed è indicato con *P*. La sua frequenza è esattamente metà di quella della sottoportante.

Per metterci in grado di visualizzare il segnale composito, ne esamineremo la costituzione in un trasmettitore che funzioni con il sistema FCC, un cui possibile progetto, sotto forma di schema a blocchi, è illustrato nella Fig. 4.1.

Il segnale *M* viene ottenuto nel circuito sommatore *A* dalla sovrapposizione dei segnali *L* e *R*. Le frequenze alte del segnale *M* sono

amplificate in B, allo scopo di ottenere la preenfasi, come usualmente si fa nella radiodiffusione a modulazione di frequenza.

Il segnale L e il segnale R, che è stato precedentemente sfasato di 180° in D, vengono sovrapposti nel circuito sommatore C. La somma dopo lo sfasamento di R corrisponde alla sottrazione del segnale R dal segnale L. Pertanto C fornisce il segnale S ($S = L - R$), che viene anch'esso sottoposto a preenfasi in E.



Fgiura 4-1. - Schema a blocchi di un trasmettitore FM stereo.

Il segnale S modula in ampiezza, nel modulatore F, una sottoportante avente la frequenza di 38 kHz. Questo modulatore è progettato in modo che la portante venga soppressa durante il processo di modulazione, per fornire il segnale S_M. (Un processo di questo tipo avviene, per esempio, in un modulatore bilanciato).

La sottoportante viene generata in H dalla duplicazione di frequenza del segnale pilota P a 19 kHz, generato nell'oscillatore G.

La duplicazione di frequenza consente una relazione di fase fissa fra il segnale pilota e la sottoportante. Ciò è essenziale per un buon funzionamento del sistema ed è specificato nelle norme FCC.

Generalmente, per generare il segnale pilota, viene usato un oscillatore controllato a quarzo, poiché la frequenza deve essere contenuta entro strette tolleranze.

I segnali M, S_M e P vengono poi sommati l'uno all'altro in un circuito sommatore K e applicati, come segnale composito, al modulatore del trasmettitore N modulato in frequenza.

Con questo sistema, un ricevitore stereo accordato sul trasmettitore ha la possibilità di riprodurre i segnali originari L e R. Uno dei possibili metodi è illustrato nella Fig. 4.2 sotto forma di schema a blocchi.

L'onda portante ricevuta viene amplificata, mescolata, amplificata

negli stadi amplificatori a FI e rivelata in A, come in qualunque ricevitore per FM. Il rivelatore allora produce lo stesso segnale con cui il trasmettitore è stato modulato, che perciò consiste di $(M + S_M + P)$. I tre componenti vengono separati in B mediante filtri.

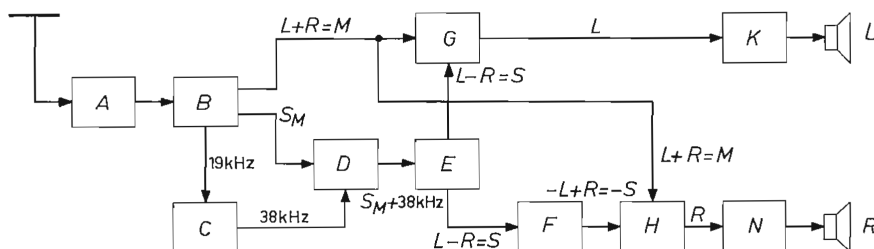


Figura 4.2 - Schema a blocchi di un ricevitore FM stereo.

La sottoportante viene rigenerata partendo dal segnale pilota P nello stadio duplicatore di frequenza C. La sottoportante e il segnale S_M vengono sommati nel circuito sommatore D, per formare un normale segnale modulato in ampiezza. La rivelazione in E fornisce quindi il segnale S. Il segnale L viene ottenuto dal circuito sommatore G, mediante la somma dei segnali M e S, come segue:

$$M + S = (L + R) + (L - R) = 2\,L$$

Il segnale L viene poi riprodotto dall'altoparlante L, attraverso l'amplificatore K.

Per ottenere in segnale R, il segnale S viene sfasato di 180° in F e viene sommato al segnale M in H.

Pertanto

$$M + (-S) = M - S = (L + R) - (L - R) = 2\,R$$

Il segnale R viene poi riprodotto dall'altoparlante R tramite l'amplificatore N.

I capitoli seguenti tratteranno con maggiore dettaglio il sistema FCC. Poiché in essi viene anche svolta un'analisi del segnale FCC, occorrerà conoscere alcune informazioni preliminari sulle esigenze necessarie per questi segnali. Un puro riepilogo di queste esigenze non è di grande utilità e perciò sono necessarie informazione più dettagliate.

Le esigenze sono:

a) Il segnale M è formato dalla somma dei segnali $L + R$ e deve avere una preenfasi con una costante di tempo di 75 µsec (in Europa viene usata una preenfasi con una costante di tempo di 50 µsec).

L'escursione di frequenza dell'onda portante, modulata in frequenza per effetto della modulazione del solo segnale M, non deve superare il 90 % del massimo valore ammissibile. Ciò significa che con la massima escursione di frequenza di 75 kHz usata in Europa, il segnale M non deve modulare l'onda portante di oltre $0{,}9 \times 75 = 67{,}5$ kHz.

b) Il segnale S viene formato dalla somma del segnale L e del segnale R sfasato di 180° ed ha la stessa preenfasi del segnale M. Una sottoportante di 38 kHz viene modulata in ampiezza dal segnale S, con contemporanea soppressione della sottoportante. L'onda portante viene modulata in FM dalle bande laterali del segnale S modulato (segnale S_M) così ottenuto. L'escursione di frequenza dell'onda portante, per effetto della modulazione con il solo segnale S_M, non deve evidentemente oltrepassare il 90 % del massimo valore ammissibile.

c) La frequenza della sottoportante non deve deviare di oltre 4 Hz, rispetto al valore nominale di 38000 Hz. Dopo la soppressione, la risultante sottoportante non deve provocare oltre l'1 % della massima escursione di frequenza ammissibile per l'onda portante principale (cioè, per un'escursione massima di 75 kHz, l'escursione da essa provocata non deve superare 0,75 kHz).

d) La frequenza del segnale pilota non deve differire di oltre 2 Hz dalla frequenza nominale di 19000 Hz. L'escursione di frequenza dell'onda portante a FM, risultante dal segnale pilota, deve essere compresa fra l'8 % e il 10 % della massima escursione di frequenza ammissible. Con una escursione massima di 75 kHz, si ha che tale escursione deve essere compresa fra 6 e 7,5 kHz.

e) La relazione di fase fra il segnale pilota e la sottoportante è specificata come segue: l'incrocio con l'asse zero della sottoportante nella direzione positiva, deve coincidere con l'incrocio con lo asse zero del segnale pilota. Questi due segnali sono mostrati nella Fig. 4.3 con la corretta relazione di fase. Gli incroci specificati con l'asse zero sono indicati nella figura mediante cerchietti.

f) Se si effettua la modulazione con il solo segnale L, o con il solo segnale R, l'ampiezza del segnale M non deve scostarsi di oltre il 3,5 % rispetto all'ampiezza degli inviluppi del segnale S_M.

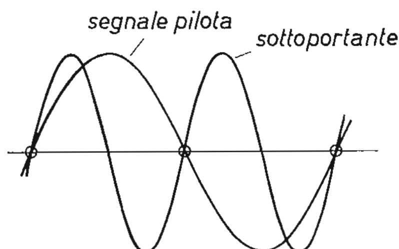


Figura 4-3 - Relazione di fase fra la sottoportante e il segnale pilota.

I segnali M e S_M sono mostrati nella Fig 4.4, per il caso in cui sia usato solo un segnale L sinusoidale. L'ampiezza del segnale M è rappresentata con a e l'ampiezza dell'inviluppo del segnale S_M è rappresentata con b.

La differenza di fase fra il segnale M e l'inviluppo del segnale S_M non deve superare i 3° per modulazione con un solo canale. Conformemente a tale esigenza, la differenza angolare φ fra i corrispondenti

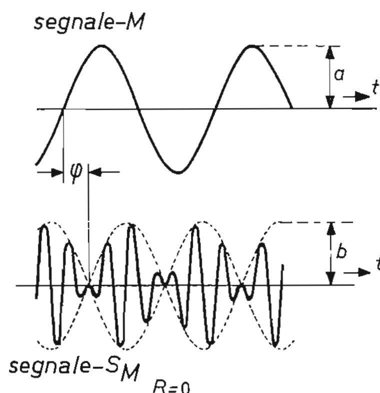


Figura 4.4 - Relazione di ampiezza e di fase fra il segnale M e il segnale S_M per modulazione con un solo canale.

incroci con l'asse zero dei segnali M e S_M (Fig. 4.4) non deve superare i 3°.

Nota. La forma del segnale S_M è spiegata nel capitolo V.

g) Le diafonie fra il segnale L e il canale destro e quella fra il segnale R e il canale sinistro debbono essere minori di —29,7 dB. Ciò significa che l'ampiezza del segnale L nel canale di destra deve essere minore di un trentesimo di quello del segnale L nel canale di sinistra.

Inoltre la diafonia dal segnale M al segnale S_M, e viceversa, deve essere minore di —40 dB, cioè meno di 1/100.

h) Per la modulazione di frequenza dell'onda portante principale è stabilito che per una variazione positiva del segnale L, entrambi i segnali M e S_M debbono provocare una variazione positva di frequenza.

k) Altre esigenze concernenti lo spettro di frequenza, la distorsione e il rapporto segnale-rumore dei segnali M e S_M sono le stesse esistenti per i trasmettitori monofonici a FM.

1. Le norme generali per il sistema FCC riguardano anche un secondo canale di informazione. Questo è una sottoportante di 67 kHz modulata in frequenza con un secondo programma e simultaneamente modulata in frequenza con i segnali stereo sull'onda portante principale.

Tale programma è completamente diverso dal programma stereo e può essere riprodotto in speciali ricevitori.

Questo canale viene usato negli Stati Uniti per musiche di fondo nei grandi magazzini, ristoranti, ecc. Non si prevede che il secondo programma venga usato in Europa.

CAPITOLO V.

CARATTERISTICHE DEL SISTEMA FCC

5.1 - Analisi del segnale stereo.

Nel precedente capitolo abbiamo dato un'ampia descrizione della composizione del segnale stereo FCC (di solito denominato « segnale multiplex »). Il primo passo per una più approfondita trattazione del sistema consiste nel trovare quale forma deve assumere il segnale. Ciò può essere eseguito per mezzo di una analisi.

Si considerino come base i segnali di sinistra e di destra. Per convenienza, si suppone che entrambi siano sinusoidali, ma aventi differenti pulsazioni p_L e p_R. Per non complicare l'analisi, i valori istantanei delle tensioni verranno indicati con L e R, sicché

$$L = \hat{e}_L \operatorname{sen} p_L t \quad \text{e} \quad R = \hat{e}_R \operatorname{sen} p_R t. \qquad (V.1)$$

in cui $\hat{e}_L$ e $\hat{e}_R$ sono i valori di picco di L e R.

Come descritto nel capitolo IV, i segnali L e R vengono sommati per ottenere il segnale M nella forma

$$M = \hat{e}_L \operatorname{sen} p_L t + \hat{e}_R \operatorname{sen} p_R t. \qquad (V.2)$$

Le norme del sistema FCC specificano che l'escursione di frequenza dell'onda portante principale, risultante dalla modulazione con il segnale M, non deve oltrepassare il 90 % del massimo valore ammissibile. Ciò limita la tensione di picco del segnale M ad un massimo,

cui corrisponda la modulazione del 90 % dell'escursione ammissibile. Se questo massimo è $\hat{e}_{max}$, il segnale L lo raggiungerà quando R e L sono massimi e di uguale ampiezza. Ciò avviene quando

$$\hat{e}_{L,\max} = \hat{e}_{R,\max} \quad \text{e} \quad \text{sen}\, p_L t = \text{sen}\, p_R t = 1.$$

In tale istante è

$$M = \hat{e}_{L,\max} + \hat{e}_{R,\max} = \hat{e}_{\max}.$$

da cui segue logicamente che

$$\hat{e}_{L,\max} = \hat{e}_{R,\max} = \tfrac{1}{2}\, \hat{e}_{\max}. \qquad \text{(V. 3)}$$

Per effetto della dinamica (variazione di intensità sonora), nei programmi radiofonici, i segnali L e R non sono sempre massimi. Generalmente essi assumono valori che costituiscono una frazione m dei valori massimi.

L'introduzione di m rende il segnale M (conformemente all'equazione (V. 2)):

$$M = \tfrac{1}{2}\, m_L \hat{e}_{\max}\, \text{sen}\, p_L t + \tfrac{1}{2}\, m_R \hat{e}_{\max}\, \text{sen}\, p_R t, \qquad \text{(V. 4)}$$

nella quale

$$0 \leq m_L \leq 1 \;\text{ e }\; 0 \leq m_R \leq 1. \qquad \text{(V. 5)}$$

La forma d'onda del segnale M è illustrata nella Fig. 5.1*c*. Questo segnale consiste del segnale L di Fig. 5.1*a* e del segnale R di Fig. 5.1*b*, in cui m_L e m_R hanno lo stesso valore. Sommando i valori istantanei dei segnali L e R, si ottiene la Fig. 5.1*c*, conformemente con l'equazione (V. 4).

Il segnale S viene ottenuto sottraendo il segnale R dal segnale L, e si ottiene così

$$S = L - R = \hat{e}_L\, \text{sen}\, p_L t - \hat{e}_R\, \text{sen}\, p_R t. \qquad \text{(V. 6)}$$

Il segnale S modula in ampiezza la sottoportante. Nel processo di modulazione, la sottoportante stessa viene soppressa.

È facile determinare la forma d'onda di un segnale modulato in ampiezza con onda portante soppressa, nel caso di un segnale semplice di modulazione. Pertanto cominceremo con l'esaminare la forma d'onda che si ha, quando si modula l'onda portante con un segnale

di modulazione semplice, invece che con il segnale composito S. Il segnale semplificato, senza la soppressione dell'onda portante, ha la forma

$$e = \hat{e}\,(1 + m \operatorname{sen} pt) \operatorname{sen} \omega t$$
$$= \hat{e} \operatorname{sen} \omega t - \tfrac{1}{2}\,\hat{e}m \cos(\omega + p)\,t +$$
$$+ \tfrac{1}{2}\,\hat{e}m \cos(\omega - p)\,t \qquad \text{(V. 7)}$$

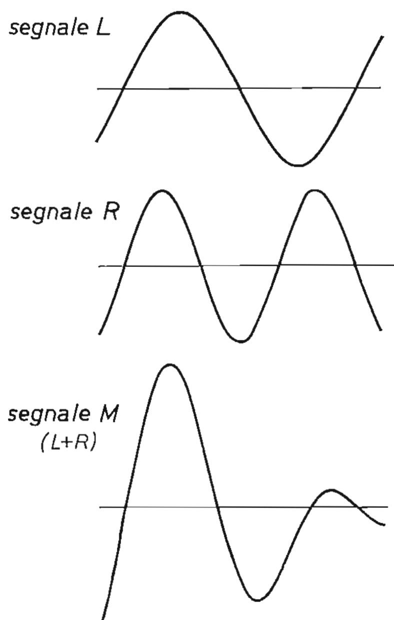


Figura 5.1 - Composizione del segnale M **da** L **e** R.

In questa espressione, ω e p sono le pulsazioni rispettivamente dell'onda portante e del segnale di modulazione, mentre m è la profondità di modulazione. Generalmente m è espresso in percentuale, e può avere un massimo del 100 % quando $m = 1$.

In conformità con l'equazione (V. 7), il segnale modulato consiste di tre componenti: l'onda portante con frequenza $\omega/2\pi$ e le due bande laterali con frequenze $(\omega + p)/2\pi$ e $(\omega - p)/2\pi$. La soppressione dell'onda portante provoca la scomparsa del termine $\hat{e}$ sen ωt e l'equazione (V. 7) diventa

$$e = -\tfrac{1}{2}\,\hat{e}\,m \cos(\omega + p)t + \tfrac{1}{2}\,\hat{e}\,m \cos(\omega - p)t. \qquad \text{(V.8)}$$

La forma d'onda dell'equazione (V. 8) viene ottenuta come segue. In base all'onda portante non modulata di Fig. 5.2*a*, otteniamo il segnale modulato in ampiezza di Fig. 5.2*b*. L'inviluppo superiore di esso ha la forma del segnale modulante. L'inviluppo inferiore è l'immagine speculare di quello superiore. La soppressione dell'onda portante corrisponde alla sottrazione del segnale di Fig. 5.2*a* da quello di Fig. 5.2*b*. I due inviluppi vengono pertanto spinti l'uno contro l'altro sicché si ottiene la curva di Fig. 5.2*c*, che rappresenta l'equazione (V. 8).

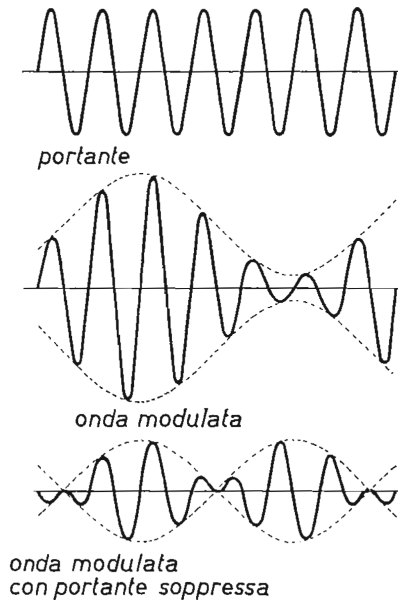


Figura 5-2. - Forma d'onda del segnale modulato in ampiezza con onda portante soppressa.

Il valore massimo dell'equazione (V. 8) è uguale all'ampiezza del segnale di modulazione $m\,\hat{e}\,\mathrm{sen}\,p\,t$ con ampiezza $m\,\hat{e}$ e si ha quando $-\cos(\omega + p)t = \cos(\omega - p)t = 1$ sicché $e = \hat{e}_{\max} = m\,\hat{e}$.

Se il segnale semplice sinusoidale viene sostituito con il segnale S, l'equazione delle bande laterali della sottoportante dell'equazione (V. 8) si modifica in

$$e = (\hat{e}_L\,\mathrm{sen}\,p_L t - \hat{e}_R\,\mathrm{sen}\,p_R t)\,\mathrm{sen}\,\omega t \qquad (V. 9)$$

Questo è il segnale S_M.

Conformemente al sistema FCC, l'escursione di frequenza dell'onda portante principale, derivante dal segnale S_M, non deve oltrepassare il 90 % del massimo valore ammissibile; cioè il massimo valore del segnale S_M di modulazione non deve oltrepassare il valore specificato $\hat{e}_{\max}$. Il segnale S_M raggiungerà il suo valore massimo quando L e R sono massimi e uguali, ma di segno opposto. Questo massimo viene raggiunto nell'istante in cui

$$\hat{e}_{L,\max} = \hat{e}_{R,\max} \operatorname{sen} p_L t = -\operatorname{sen} p_R t = 1$$

e

$$\operatorname{sen} \omega t = 1.$$

Allora

$$S_M = \hat{e}_{L,\max} + \hat{e}_{R,\max} = \hat{e}_{\max}.$$

Segue così che

$$\hat{e}_{L,\max} = \hat{e}_{R,\max} = \tfrac{1}{2}\, \hat{e}_{\max},$$

da cui deriva che le massime tensioni del segnale S_M e del segnale M sono uguali.

Corrispondentemente con le equazioni (V. 4) e (V. 5), per la forma generale del segnale S_M, abbiamo

$$S_M = \tfrac{1}{2}\, \hat{e}_{\max} (m_L \operatorname{sen} p_L t - m_R \operatorname{sen} p_R t) \operatorname{sen} \omega t, \qquad \text{(V. 10)}$$

nella quale

$$0 \leq m_L \leq 1 \text{ e } 0 \leq m_R \leq 1. \qquad \text{(V. 5)}$$

Lo sviluppo dell'equazione (V. 10) mostra che questa consiste di quattro componenti: le bande laterali con pulsazioni $(\omega + p_L)$, $(\omega - p_L)$, $(\omega + p_R)$ e $(\omega - p_R)$.

Il segnale L di Fig. 5.1*a* e il segnale R di Fig. 5.1*b*, servono come base per la forma del segnale S_M. Il segnale differenza (segnale S) ha la forma di Fig. 5.3*a*. Allo stesso modo con cui è stata formata la Fig. 5.2*c*, il segnale S_M assume la forma di Fig. 5.3*b*.

Il segnale multiplex consiste della somma $M + S_M$, che ha la forma

$$M + S_M = \tfrac{1}{2}\, \hat{e}_{\max} (m_L \operatorname{sen} p_L t + m_R \operatorname{sen} p_R t) + \\ + \tfrac{1}{2}\, \hat{e}_{\max} (m_L \operatorname{sen} p_L t - m_R \operatorname{sen} p_R t) \operatorname{sen} \omega t. \qquad \text{(V. 11)}$$

Ponendo sen $\omega t = \pm 1$ otteniamo i punti che formano i due inviluppi. La forma di questi due inviluppi diviene quindi rispettivamente

$$Omh._1 = m_L \hat{e}_{max} \operatorname{sen} p_L t \quad \text{per} \quad \operatorname{sen} \omega t = +1$$

e

$$Omh._2 = m_R \hat{e}_{max} \operatorname{sen} p_R t \quad \text{per} \quad \operatorname{sen} \omega t = -1 \qquad \text{(V. 12)}$$

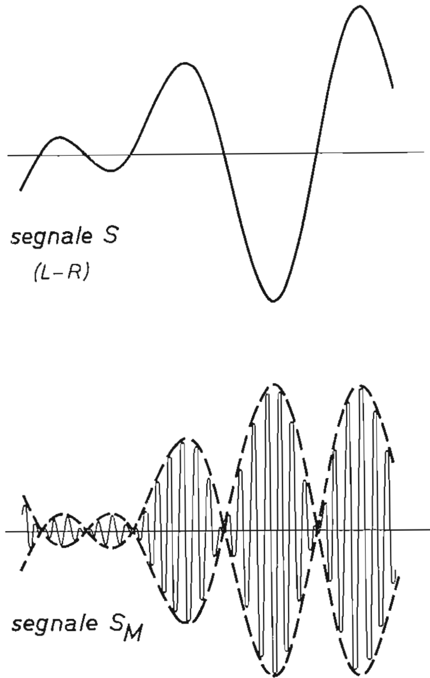


Figura 5.3 - Formazione del segnale S_M dal segnale S.

È chiaro, da ciò, che quando M e S_M vengono sommati si ottiene un segnale di cui un inviluppo è lo stesso del segnale L e l'altro inviluppo è lo stesso del segnale R. Questo segnale composito è rappresentato nella Fig. 5.4, che si basa sui segnali M e S_M di Figg. 5.1*c* e 5.1*b*, figura che è costruita sommando i valori istantanei del segnale M a quelli del segnale S_M.

Alcuni casi speciali sono rappresentati nella Fig. 5.5:

a) La Fig. 5.5*a* mostra il segnale $M + S_M$ nel caso in cui sia usato un solo segnale sinusoidale $L\,(R = 0)$. Segue dall'equazione

(V.12) che un inviluppo deve essere allora uguale a quello del segnale L, mentre l'altro è formato dall'asse dei tempi.

b) Se si ha diafonia nel segnale multiplex nel submodulatore, il secondo inviluppo, che dovrebbe essere una linea retta, conterrà anche l'informazione del segnale L. Ciò dà luogo alle Figg. 5.5*b* o *c* invece della Fig. 5.5*a*.

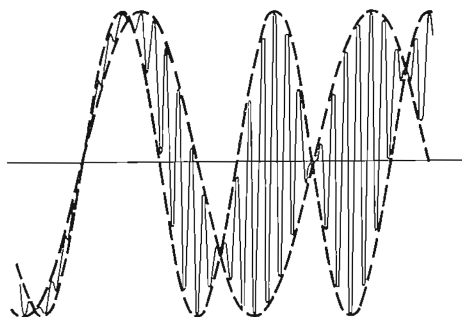


Figura 5.4 - Forma d'onda del segnale composito $M + S_M$.

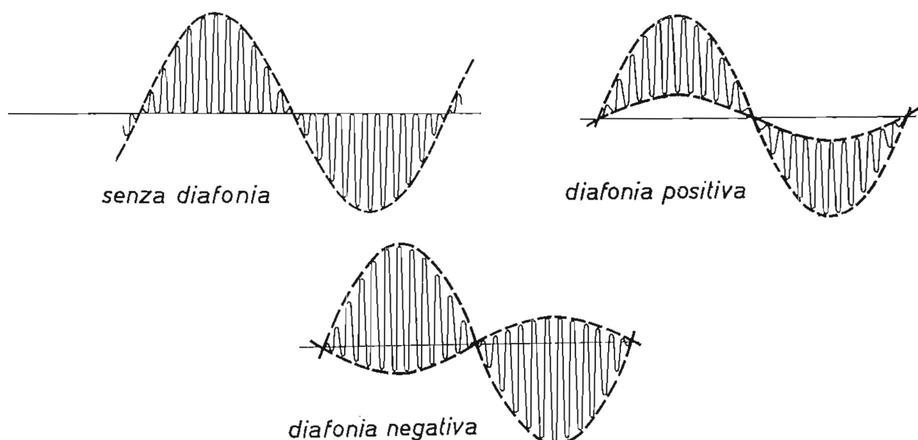


Figure 5.5 - Segnale $(M + S_M)$ **con e senza diafonia.**

c) Se i segnali L e R sono esattamente identici, non vi è alcun segnale S, dato che $S = L - R = 0$. Il segnale composito $M + S_M$ consiste allora solo di $L = L + R = 2L = 2R$. Ciò si vede nella Fig. 5.6*b*, basata sulla Fig. 5.6*a*.

d) Un altro caso speciale si ha quando i segnali L e R hanno la stessa ampiezza e frequenza, ma sono sfasati di 180° l'uno rispetto all'altro ($L = -R$). Non vi è allora alcun segnale M ma vi è solo il segnale S_M. Questo segnale composito è rappresentato nella Fig. 5.6*e*, basata sulle Figg. 5.6*c* e 5.6*d*.

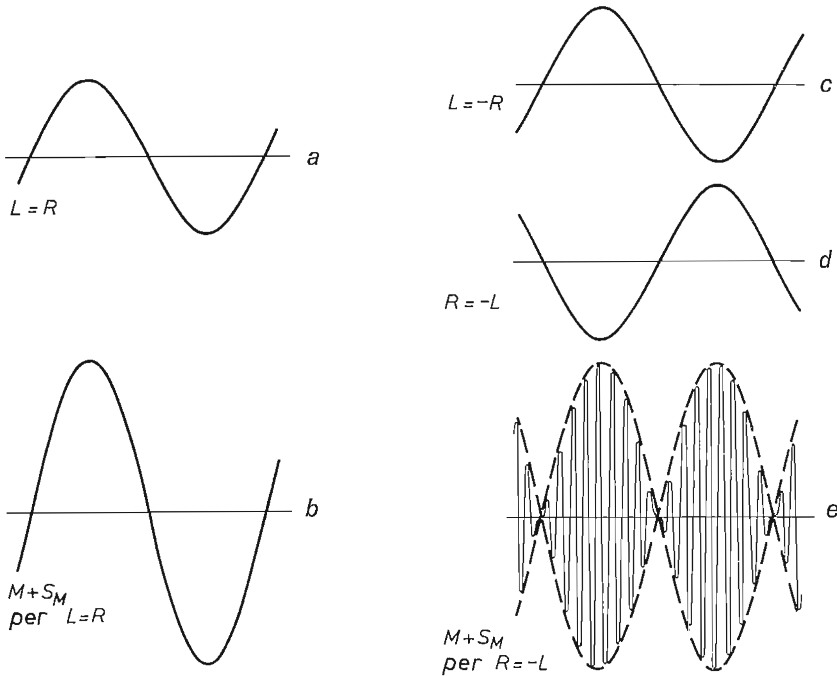


Figura 5.6 - Casi speciali di modulazione.

Questi semplici diagrammi vengono usati nella regolazione e nel controllo dei modulatori stereo e dei decodificatori. Ottenendoli su un oscilloscopio, può essere facilmente determinata qualsiasi discrepanza, dovuta a diafonia o a errori di fase.

Si deve considerare ancora il segnale pilota P per ottenere il segnale multiplex completo. Questo segnale non ha alcun effetto notevole sulla forma d'onda, così come è stata costruita: l'ampiezza del segnale pilota è piuttosto piccola sicché l'aggiunta di P non altererà in maniera importante la forma d'onda. Esso è visibile nel diagramma solo come un segnale diverso nell'inviluppo di ($M + S_M$),

come si vede nella Fig. 5.7. Questo diagramma è ottenuto dalla Fig. 5.4 sommando il segnale pilota.

Per controllare un modulatore stereo si deve conoscere la relazione fra i valori di picco del segnale multiplex completo e quello del segnale pilota alle differenti profondità di modulazione. Per fare ciò,

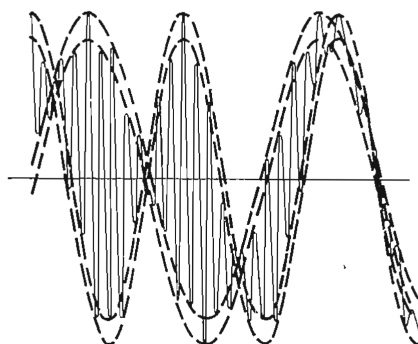


Figura 5.7 - Forma d'onda del segnale multiplex.

occorre determinare il valore istantaneo e_t del segnale multiplex, che consiste della somma delle equazioni (V. 4), (V. 10) e $P = D \operatorname{sen} \nu t$, sicché

$$e_T = \frac{1}{2}\, \hat{e}_{\max} (m_L \operatorname{sen} p_L t + m_p \operatorname{sen} p_R t) + \frac{1}{2}\, \hat{e}_{\max} (m_L \operatorname{sen} p_L t - m_R \operatorname{sen} p_R t) \operatorname{sen} \omega t + D \operatorname{sen} \nu t.$$

Analogamente all'introduzione di m_L e m_R nell'equazione (V. 4) e (V. 10), possiamo anche mostrare $D = m_p\, \hat{e}_{\max}$.

A differenza da m_L e m_R, l'ampiezza di m_p è costante e dipende dalle esigenze imposte dalla FCC. Poiché $\hat{e}_{\max}$ corrisponde al 90 % della massima escursione e D all'8-10 %, m_p avrà un minimo di 8/90 e un massimo di 10/90. Inoltre la pulsazione della sottoportante ω è esattamente uguale al doppio della pulsazione pilota ν. La introduzione di m_p e di $\omega = 2\nu$ consente di scrivere i valori istantanei del segnale multiplex nel seguente modo:

$$e_T = \frac{1}{2}\, \hat{e}_{\max} (m_L \operatorname{sen} p_L t + m_p \operatorname{sen} p_R t) + \frac{1}{2}\, \hat{e}_{\max} (m_L \operatorname{sen} p_L t - m_R \operatorname{sen} p_R t) \operatorname{sen} 2\nu t + m_p \hat{e}_{\max} \operatorname{sen} \nu t. \quad \text{(V. 13)}$$

È ovvio che il massimo valore di picco di e_t avviene solo quando i segnali L e R sono identici; cioè quando $p_R = p_L$ e $m_R = m_L$. L'equazione (V. 13) diventa allora

$$e_T = m_L \hat{e}_{max} \operatorname{sen} p_L t + m_p \hat{e}_{max} \operatorname{sen} \nu t. \quad \text{(V. 14)}$$

Questo massimo viene ottenuto quando

$$\operatorname{sen} p_L t = \operatorname{sen} \nu t = 1.$$

Inoltre, m_L deve essere massimo (= 1). Il massimo valore di picco diventa allora

$$e_{T,max} = \hat{e}_{max} (1 + m_p). \quad \text{(V. 15)}$$

L'escursione di frequenza è proporzionale al valore istantaneo di e_T. Ciò può essere scritto nel seguente modo:

$$\Delta F = C \cdot e_T \quad \text{(V. 16)}$$

Siccome $\hat{e}_{max}$ corrisponde ad una escursione del 90 % del massimo valore ammissibile, la sua sostituzione nell'equazione (V. 16) fornisce

$$0{,}9\, \Delta F_{max} = C \cdot \hat{e}_{max}$$

Da essa possiamo ricavare la costante C

$$C = 0{,}9 \frac{\Delta F_{max}}{\hat{e}_{max}},$$

e quindi l'equazione (V. 16) diventa

$$\Delta F = 0{,}9\, \Delta F_{max} \cdot \frac{e_T}{\hat{e}_{max}} \quad \text{(V. 17)}$$

Sostituendo nell'equazione (V. 15) si ottiene

$$\Delta F = 0{,}9\, \Delta F_{max} \frac{\hat{e}_{max} (1 + m_p)}{\hat{e}_{max}} = 0{,}9\, \Delta F_{max} (1 + m_p)$$

L'escursione di frequenza per il massimo valore di m_p (= 1/9) diventa

$$\Delta F = 0{,}9\ \Delta F_{\max} \left(1 + \frac{1}{9}\right) = \Delta F_{\max}.$$

Ciò mostra che non viene oltrepassata la massima escursione ammissibile.

5.2 - Larghezza di banda.

Per una corretta amplificazione di un segnale FM stereo, in modo che il rivelatore FM fornisca un segnale stereo indistorto al decodificatore, la larghezza di banda del ricevitore deve avere alcuni requisiti.

Per determinare la larghezza di banda, dobbiamo conoscere come è costituito lo spettro di frequenza della portante modulata in frequenza da un segnale stereo. Il calcolo di questo spettro è complicato, poiché esso contiene un numero infinito di frequenze laterali. La modulazione stereo chiama in causa sia le funzioni di Bessel, sia i loro prodotti.

A causa di questa complessità è molto difficile determinare teoricamente la larghezza di banda necessaria per una buona trasmissione del segnale stereo. Inoltre una certa larghezza di banda è in relazione con le differenze nel tempo di propagazione. Anche questo effetto deve essere introdotto nei calcoli, sicché questi diventano ancora più complicati.

L'informazione sulla larghezza di banda necessaria può quindi essere ottenuta solo mediante prove.

Dalle prove eseguite con varie larghezze di banda si sono tratte le seguenti conclusioni:

a) Se la larghezza di banda è troppo piccola, il segnale multiplex fornito dal rivelatore FM risulta distorto. Ciò produce intermodulazione nelle componenti del segnale multiplex, componenti che danno luogo a diafonia e distorsione. Inoltre viene alterata la relazione di fase fra il segnale pilota e la sottoportante originaria.

b) Una buona ricezione stereo a FM diventa quindi possibile solo con una larghezza di banda del ricevitore di almeno 160 kHz.

In considerazione di alcune imperfezioni nei ricevitori (per esempio deriva di frequenza e variazione della larghezza di banda al variare dell'ampiezza del segnale di antenna), è preferibile usare una maggiore larghezza di banda. Un buon valore pratico è di 180 kHz.

5.3 - Rapporto segnale/rumore.

Le considerazioni sul rumore in un ricevitore a FM per i normali segnali, mostrano che, dopo la rivelazione a FM, si ottiene uno spettro di rumore a bassa frequenza, che risponde alla curva mostrata in Fig. 5.8. I calcoli del rumore per i segnali FM monofonico e stereofonico sono riportati nell'appendice. La figura mostra che le componenti del rumore a frequenza più alta sono più forti di quelle a frequenza più bassa. La curva sale linearmente con la frequenza.

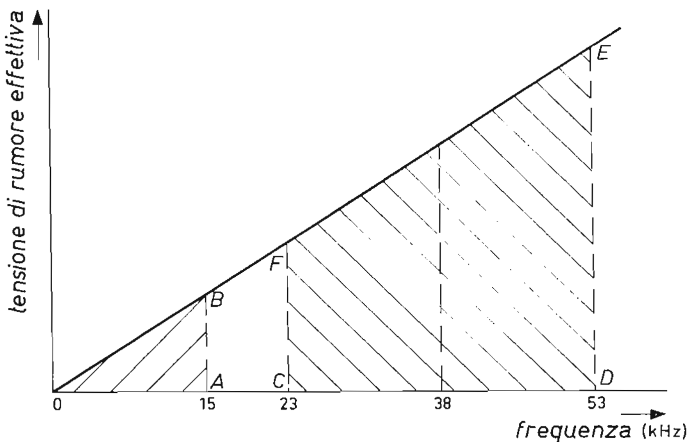


Figura 5.8 - Spettro del rumore per ricezione monofonica e stereofonica.

Però il campo di frequenze udibili è limitato a 15 kHz, sicché solo le componenti del rumore con frequenze inferiori a 15 kHz svolgono un certo ruolo nelle considerazioni del rumore. La quantità totale di rumore udibile è rappresentata dall'area del triangolo *OAB* nella figura.

Conformemente a questa figura si avrà rumore a bassa frequenza, anche dopo la rivelazione a FM, nella ricezione stereofonica.

Per la stessa ragione, per il segnale *M* il contenuto di rumore è importante solo per le frequenze inferiori a 15 kHz.

Analogamente alle bande laterali del segnale S_M, la parte dello spettro di rumore, compresa fra le frequenze (38 — 15) kHz e (38 + 15) kHz, viene traslata nel decodificatore, al campo di frequenze 0 ÷ 15 kHz e quindi risulta udibile, causando così interferenza. Il

contenuto di rumore del segnale *S* è dato dall'area del trapezio *CDEF*, che è molto maggiore dell'area del triangolo *OAB*. Ne consegue immediatamente che l'entità del rumore nel segnale *S* è molto maggiore di quella del segnale *M*. La massima ampiezza del segnale *M* è del 10 % minore di quella del segnale monofonico, mentre le entità del rumore sono le stesse. Ciò significa che il rapporto segnale/rumore non differirà notevolmente. Il calcolo mostra che questo rapporto è di 0,9 dB più alto per la trasmissione monofonica, che per il segnale *M*. In un ricevitore monofonico, il rumore che si ha quando si riceve un segnale stereofonico, risulterà quindi equivalente al rumore che si ha con un segnale monofonico.

Nel sommare e sottrarre i segnali *M* e *S* per ottenere i segnali *L* e *R*, vengono aggiunte le componenti di rumore dei segnali *M* e *S*. Come risultato del più alto rumore nel segnale *S*, vi sarà molto più rumore con i segnali *L* e *R* rispetto a quello con il solo segnale *L*. Ovviamente i rapporti segnale/rumore dei segnali *L* e *R* sono di 20,7 dB più bassi, rispetto al segnale *M*.

Il rapporto segnale/rumore nella ricezione stereofonica è di 21,6 dB peggiore che nella riproduzione monofonica.

Ciò vale anche quando il rumore dipende soltanto dalla parte ad alta frequenza del ricevitore, e tale rumore diminuisce con l'aumentare del segnale captato dall'antenna, per effetto del controllo automatico di guadagno. Finché il segnale di antenna è sufficientemente elevato, in modo che questa componente di rumore risulti minore del rumore proveniente dal rivelatore a FM, il rapporto segnale/rumore rimane costante. Ciò vale per segnali sia monofonici che stereofonici.

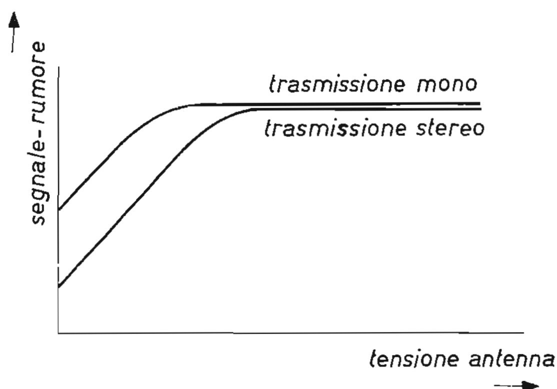


Figura 5.9 - Rapporto segnale-rumore per ricezione monofonica e stereofonica.

La relazione fra i rapporti segnale/rumore e la tensione di antenna è mostrata su scala logaritmica nella Fig. 5.9, che indica che per segnali di antenna sufficientemente forti non vi è praticamente alcuna differenza nell'effetto del rumore.

5.4 - Portata.

La portata di un trasmettitore corrisponde alla massima distanza dall'antenna trasmittente a quella ricevente, alla quale la ricezione risulta ancora possibile con un accettabile rapporto segnale/rumore.

Ad una particolare distanza dal trasmettitore, nella ricezione del segnale stereo, il rapporto segnale/rumore risulta di 21,6 dB peggiore che per la ricezione di un segnale monofonico, in assenza di azione del circuito limitatore. Se la distanza è così grande che per la ricezione monofonica il rapporto segnale/rumore sia appena accettabile, il rumore con la ricezione stereo risulterà eccessivo. Per una accettabile ricezione stereo è quindi necessario un segnale di antenna più forte, cioè la distanza fra il trasmettitore e il ricevitore deve essere minore. In altri termini, la portata di un trasmettitore stereofonico è minore di quella di un trasmettitore monofonico, a parità di antenna e di potenza del trasmettitore. La portata può essere aumentata elevando la potenza del trasmettitore. A causa però della possibilità di interferenza con trasmettitori distanti funzionanti sulle stesse frequenze, la potenza non deve essere eccessiva.

Un segnale di antenna più forte può anche essere ottenuto migliorando l'antenna del ricevitore, ossia usando un'antenna con più alto guadagno.

CAPITOLO VI.

SUBMODULATORI

Il segnale multiplex è formato da un generatore multiplex o submodulatore stereofonico, che frequentemente viene brevemente denominato « submodulatore ».

Nella Fig. 6.1 è riportato lo schema a blocchi di un submodulatore. Questo submodulatore consiste di:

a) un circuito sommatore A, nel quale si forma il segnale M;

b) un circuito sfasatore D e un circuito sommatore C, per formare il segnale S;

c) due reti di preenfasi B ed E;

d) un oscillatore G che genera il segnale pilota a 19 kHz;

e) un duplicatore di frequenza H, nel quale viene ottenuta la sottoportante a 38 kHz dal segnale pilota a 19 kHz;

f) un modulatore F, nel quale viene formato il segnale S_M dal segnale S, sommato con l'aiuto della sottoportante;

g) un circuito sommatore K, nel quale vengono sommati i segnali M, S_M e P per formare il segnale multiplex;

h) un filtro passa-basso L che fa passare lo spettro di frequenze del segnale multiplex e sopprime le frequenze più alte, compresi i residui di modulazione;

k) se necessario, un amplificatore *M* che porta il segnale multiplex al livello desiderato.

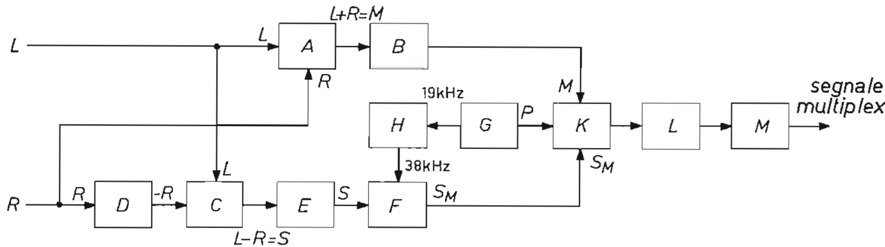


Figura 6.1 - Schema a blocchi di un generatore multiplex.

Vi sono anche altri metodi per formare il segnale multiplex. Per esempio è possibile generarlo in maniera più diretta, senza che debbano essere formati i segnali M e S_M. Questo principio si basa sulle seguenti considerazioni:

— se i segnali L e R di Fig. 5.1*a* e 5.1*b* vengono fatti passare uno alla volta con l'aiuto di un commutatore elettronico, si genera, all'uscita di questo commutatore, un segnale avente la forma illustrata in Fig. 6.2. Con una frequenza di commutazione di 38 kHz si produce un segnale che è sostanzialmente uguale al segnale ($M + S_M$) di Fig. 5.4.

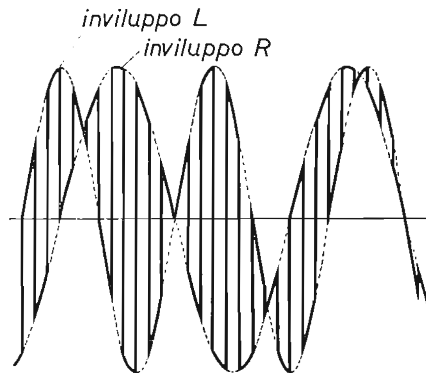


Figura 6-2. - Forma d'onda dei segnali L e R commutati.

Un'analisi del segnale di Fig. 6.2, mostra che esso consiste del segnale *M*, del segnale S_M e delle armoniche più alte di quest'ultimo. Se questo segnale viene fatto passare attraverso un filtro che elimini completamente le armoniche più alte, rimane solo il segnale ($M + S_M$). L'aggiunta del segnale pilota fornisce allora il segnale multiplex. Nella Fig. 6.3 è rappresentato lo schema a blocchi del generatore multiplex, basato su questo principio. Le parti che comprendono questo submodulatore sono:

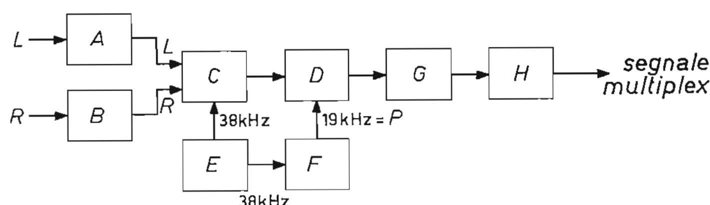


Figura 6.3 - Schema a blocchi di un generatore multiplex con commutatore elettronico.

a) due identiche reti di preenfasi *A* e *B*;

b) un commutatore elettronico *C* nel quale viene generato il segnale di Fig. 6.1;

c) un oscillatore *E* per il segnale del commutatore;

d) un demoltiplicatore di frequenza *F*, che dimezza la frequenza di commutazione, ottenendo così il segnale pilota a 19 kHz;

e) un circuito sommatore *D*, nel quale il segnale pilota viene sommato al segnale ottenuto da *C*;

f) un filtro passa-basso *G*, che lascia passare tutto lo spettro di frequenze del segnale multiplex e sopprime tutte le armoniche del segnale S_M.

Il segnale pilota e il segnale proveniente da *C* debbono essere sommati prima del filtro, poiché solo così si può ottenere lo stesso ritardo per tutte le componenti del segnale multiplex;

g) se necessario, un amplificatore *H* nel quale il segnale multiplex viene portato al livello desiderato.

Esamineremo ora con maggiore attenzione il modo di funzionamento degli elementi di questo submodulatore.

In una normale trasmissione a FM, entrambi i segnali L e R hanno la preenfasi. Ciò, per esempio, può essere ottenuto con il circuito mostrato nella Fig. 6.4.

La frequenza, alla quale il guadagno ammonta a 3 dB, è data dal prodotto di R_E e C_E. Il valore di $R_E \times C_E$, prescritto dalla FCC, è di 75 μsec, corrispondente a 2,12 kHz. I valori corrispondenti, usati in Europa, sono di 50 μsec e 3,18 kHz. Il segnale con preenfasi viene ottenuto sul collettore del transistore.

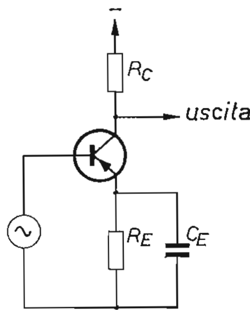


Figura 6.4. - Circuito di preenfasi.

Nella Fig. 6.5 è rappresentato un esempio di circuito commutatore elettronico. Il suo funzionamento si basa sulla proprietà di un transistore, per cui l'impedenza fra il collettore e l'emettitore è molto alta, quando la tensione di base è positiva rispetto all'emettitore. Questa impedenza però diventa molto bassa, quando la tensione di base è negativa rispetto all'emettitore, nel qual caso la corrente di collettore diventa massima (tensione sul transistore minima).

Le basi di Tr_1 e Tr_2 sono controllate da un segnale a onda quadra con una frequenza di 38 kHz e un'ampiezza tale, che i transistori alternativamente risultino interdetti o in saturazione. Questo segnale

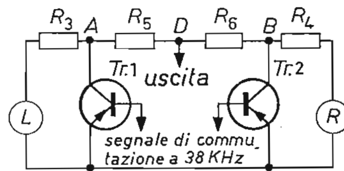


Figura 6-5. - Commutatore elettronico

viene generato da un oscillatore a onda quadra e le basi sono controllate in maniera tale che, quando una base è positiva, l'altra è negativa. Quindi l'impedenza del collettore di Tr_1 è bassa quando quella di Tr_2 è alta e viceversa.

Se ora si applica ad A il segnale L e a B il segnale R, e se Tr_1 ha un'impedenza bassa, il segnale L non giunge a D. Invece, il segnale R giungerà a D, ma attenuato dal partitore di tensione formato dall'impedenza R_4 del generatore e dai resistori separatori R_5 e R_6. Quando Tr_2 ha un'impedenza bassa, il segnale L passa, mentre il segnale R viene bloccato. Se le impedenze di generatore R_3 e R_4 sono uguali, l'attenuazione, che i due segnali subiscono, risulta la stessa e si ottiene il segnale di Fig. 6.2.

Le strette esigenze, imposte sulla frequenza del segnale di commutazione, rendono necessario un oscillatore molto stabile e generalmente si usa un oscillatore controllato a quarzo, che genera una tensione sinusoidale. Per controllare il commutatore elettronico, è necessaria un'onda quadra, che viene ottenuta dalla tensione sinusoidale, mediante un formatore di impulso. Si può usare a questo scopo, per esempio, un circuito trigger di Schmitt e nella Fig. 6.6 è riportato lo schema di questo circuito. Per una spiegazione sul funzionamento di questo circuito a scatto, si fa riferimento al libro « Time-Base circuits », riportato in bibliografia.

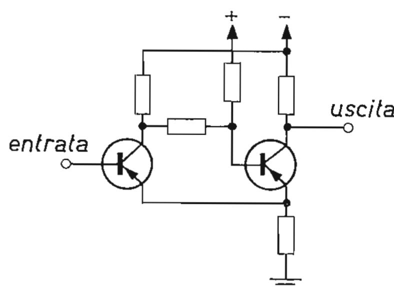


Figura 6-6. - Schema del trigger di Schmitt.

La frequenza della portante per il segnale pilota può essere dimezzata in un circuito, costituito, per esempio, da due multivibratori bistabili, collegati in « cascata ». Il primo multivibratore viene comandato con la frequenza della sottoportante e si ottiene così che il secondo multivibratore scatti una volta ogni due impulsi, ottenendo

perciò una tensione a onda quadra con esattamente metà frequenza. Per ulteriori delucidazioni, facciamo riferimento alla bibliografia.

Il segnale pilota deve essere in ogni modo sinusoidale. Per ottenere il segnale sinusoidale da un'onda quadra, debbono venire eliminate le armoniche più alte mediante un filtro passa-basso.

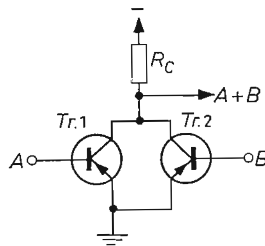


Figura 6-7. - Circuito sommatore per due signali.

Due segnali possono essere sommati alquanto semplicemente, in un circuito come quello mostrato nella Fig. 6.7, nel quale le correnti di collettore dei transistori Tr_1 e Tr_2 circolano entrambe attraverso un resistore comune di collettore. Se la base di Tr_1 è controllata da un segnale A, la sua corrente di collettore è proporzionale ad A. Lo stesso vale per la corrente di collettore del transistore Tr_2, quando si applica alla sua base un segnale B. Le due correnti di collettore passano simultaneamente attraverso il resistore di collettore R_C e vengono così sovrapposte, sicché la corrente totale risulta proporzionale alla somma dei segnali A e B. La tensione su R_C è anch'essa proporzionale ad $(A + B)$. Un analogo circuito può anche essere impiegato per sommare più segnali, ognuno dei quali richiede un transistore.

CAPITOLO VII.

RICEVITORI STEREO

Come i ricevitori FM monofonici, un ricevitore stereo consiste di uno stadio amplificatore a RF e mescolatore (il tuner), di un amplificatore a FI, di un rivelatore per FM e di uno stadio ad audiofrequenza (AF). Inoltre, è necessario un decodificatore stereo inserito tra il rivelatore FM e lo stadio AF.

In un ricevitore monofonico, dopo la rivelazione viene annullato l'effetto della preenfasi del trasmettitore mediante un circuito di deenfasi. Questo attenua i segnali a AF, oltre la frequenza normale di 3,18 kHz, di 6 db per ottava. I segnali di rumore, aventi frequenze oltre i 15 kHz, possono provocare interferenze udibili, sebbene essi di per sé siano inudibili. Essi sono stati precedentemente assai attenuati dal circuito di deenfasi e di solito vengono ulteriormente attenuati, mediante un secondo filtro *RC*, che attenua anche esso di 6 dB per ottava, con una costante di tempo di circa 10 μsec.

Quando un ricevitore monofonico viene sintonizzato su un segnale stereo, viene applicata all'amplificatore a AF solo la banda di frequenze al di sotto di 15 kHz del segnale multiplex. La parte del segnale multiplex, con frequenza oltre i 15 kHz, che contiene l'informazione stereo, viene eliminata, cosicché, quando si collega il decodificatore stereo, risulta impossibile la riproduzione stereofonica.

Per permettere la riproduzione stereo, le frequenze di segnale, che superano i 15 kHz, debbono anche esse passare senza alcuna attenuazione al decodificatore. Siccome il rivelatore a FM deve essere in grado di lasciar passare tutto il segnale multiplex al decodificatore,

il suo campo di lavoro deve oltrepassare i 53 kHz e, quindi, non vi può essere alcuna deenfasi fra il rivelatore a FM e il decodificatore.

Per evitare alterazione della relazione di fase fra le varie componenti del segnale multiplex e per evitare diafonia, non vi deve essere alcun sensibile spostamento di fase causato dal rivelatore a FM.

La distorsione nel rivelatore a FM provoca intermodulazione fra le componenti del segnale multiplex, sicché i segnali di uscita L e R del decodificatore sono soggetti a diafonia e distorsione. Pertanto, la distorsione di rivelazione deve essere bassa su tutto il campo di frequenze.

La sezione tuner e l'amplificatore a FI debbono avere insieme una larghezza di banda di almeno 180 kHz (cap. V). Nel rivelatore a FM debbono essere messi in atto tutti gli accorgimenti per ridurre al minimo la diafonia e la distorsione, dato che l'effetto su di esse della larghezza di banda totale deve essere tenuto al minimo.

Con tali accorgimenti, il rivelatore a FM fornisce un segnale multiplex indistorto, che viene applicato al decodificatore, nel quale vengono ottenuti i segnali L e R che vengono passati a due amplificatori ad AF. I segnali L e R possono essere ripristinati in vari modi.

Un metodo consiste nell'applicare il segnale multiplex ai circuiti di uscita dei due decodificatori, uno alla volta, mediante un commutatore elettronico. La frequenza di commutazione di 38 kHz viene ottenuta duplicando la frequenza del segnale pilota.

Un segnale multiplex, con la forma d'onda mostrata in Fig. 7.1*a* ($R = 0$), viene, per esempio, applicato all'uscita di sinistra nell'intervallo da t_1 a t_2 e all'uscita di destra nell'intervallo da t_2 a t_3, e ancora all'uscita di sinistra nell'intervallo fra t_3 e t_4, ecc. Il segnale all'uscita di sinistra assume allora la forma di Fig. 7.1*b* e quello all'uscita di destra la forma di Fig. 7.1*c*. Su entrambe le uscite viene ottenuto un segnale, il cui valore medio ad AF è lo stesso del segnale di modulazione. Questi valori medi sono rappresentati dalle curve intere nelle Figg. 7.1*b* e *c*. I calcoli dimostrano che i segnali a AF sull'uscita di destra (la diafonia) risultano di 13 dB più bassi (cap. VIII), rispetto al segnale sull'uscita di sinistra. Quando sono presenti entrambi i segnali L e R, si troverà una diafonia di 13 dB su entrambe le uscite, la quale viene successivamente compensata in un circuito speciale.

I segnali mostrati nelle Figg. 7.1*b* e *c* contengono, oltre ai valori medi che formano il segnale L, residui dei segnali S_M. Queste componenti indesiderate vengono soppresse nel circuito di deenfasi.

In un altro metodo di trasformazione dei segnali multiplex nei

segnali L e R, i segnali M e S_M vengono anzitutto separati. L'aggiunta della sottoportante (ottenuta dal segnale pilota) al segnale S_M, seguita da rivelazione ad AM, fornisce il segnale S. I segnali L e R vengono poi ottenuti come precedentemente descritto, sommando e sottraendo i segnali M e S.

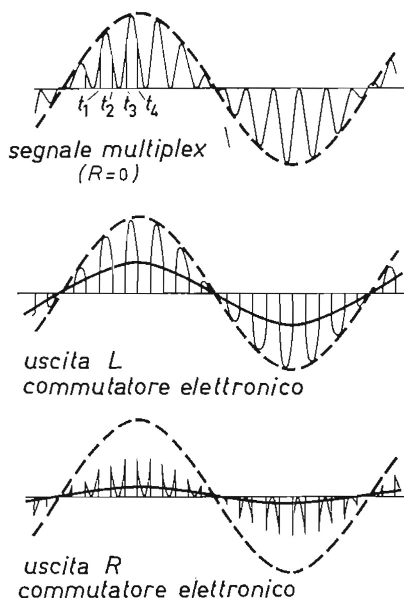


Figura 7-1. - Rivelazione di un segnale multiplex mediante un commutatore elettronico.

Poiché il rendimento di rivelazione è minore del 100 %, il segnale S risulta leggermente attenuato rispetto al segnale M. Ciò dà luogo a diafonia, che può essere eliminata o nel modo descritto sopra, in un circuito di compensazione, oppure può essere evitata attenuando il segnale M.

Una delle esigenze più importanti, cui un ricevitore stereo deve soddisfare, è che esso deve poter riprodurre in maniera indistorta un programma monofonico. Questa è una forma di compatibilità differente da quella descritta nel cap. II.

Questo tipo di compatibilità viene ottenuta semplicemente quando, per la ricezione monofonica, l'amplificatore (gli amplificatori) è collegato direttamente al rivelatore a FM. Ciò richiede un commuta-

tore, che può essere manuale o automatico. Il funzionamento manuale ha l'inconveniente che il commutatore deve essere azionato tutte le volte che si esegue la commutazione da un programma monofonico ad uno stereofonico. Invece un commutatore automatico richiede un ricevitore più complesso e ne aumenta il costo. Un tale commutatore è azionato dal segnale pilota.

Quando viene captato un trasmettitore debole da un ricevitore, questo sarà commutato su riproduzione monofonica, sicché l'ascoltatore non ha alcuna scelta fra la ricezione monofonica e quella stereofonica.

Queste difficoltà possono essere superate, progettando il decodificatore, in modo che un programma monofonico venga anch'esso riprodotto indistorto a entrambe le uscite e il ricevitore allora non richieda un interruttore automatico.

Quando viene captato un debole trasmettitore stereo, la riproduzione può risultare insoddisfacente per effetto del cattivo rapporto segnale/rumore. Un miglioramento (ad un massimo di 21,6 dB) può essere ottenuto commutando su riproduzione monofonica. Perché l'ascoltatore possa essere in grado di decidere da solo il livello al quale passare alla riproduzione monofonica, il commutatore deve essere manuale.

In pratica, è preferibile fornire all'ascoltatore l'indicazione che il programma che si riceve è stereofonico. Ciò è particolarmente utile quando il ricevitore è munito di interruttore mono/stereo manuale. L'indicatore stereo viene azionato direttamente o indirettamente dal segnale pilota. Siccome l'indicatore generalmente comporta un prolungamento del decodificatore stereo, in pratica il circuito indicatore viene frequentemente combinato con l'interruttore automatico mono/stereo.

Esempi di indicatori sono una lampadina spia, un indicatore di sintonia, una lampadina al neon o uno strumento indicatore. Di solito è preferibile una lampadina spia, poiché essa è chiaramente visibile ad una certa distanza; in seguito descriveremo solo questo tipo di indicatore. Dopo l'amplificazione, il segnale pilota aziona un interruttore, o relé, per commutare l'indicatore.

L'indicatore stereofonico non deve essere molto sensibile, perché potrebbe intervenire a causa del rumore; vi è una componente a 19 kHz nello spettro di rumore. D'altro canto, l'indicatore non deve essere troppo insensibile e inoltre deve intervenire per i segnali stereo deboli.

Nel capitolo VIII tratteremo il funzionamento degli indicatori.

CAPITOLO VIII.

DECODIFICATORI, INDICATORI E COMMUTATORI MONO/STEREO

8.1 - Decodificatori.

I decodificatori stereo sono di due tipi, a seconda del sistema di rivelazione usato:

a) decodificatori con rivelazione di inviluppo;

b) decodificatori con rivelazione a commutazione.

Sono anche possibili le seguenti classificazioni:

c) rivelazione del segnale multiplex totale;

d) rivelazione del segnale S_M.

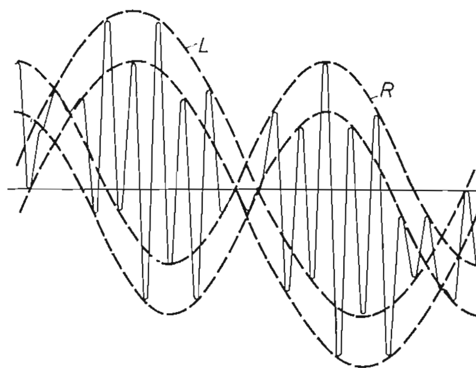


Figura 8.1 - Segnale multiplex, sinistro e destro, modulato.

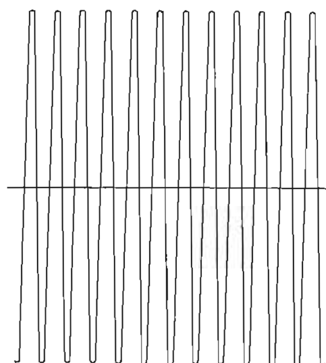


Figura 8.2 - Sottoportante per il segnale multiplex di fig. 8.1.

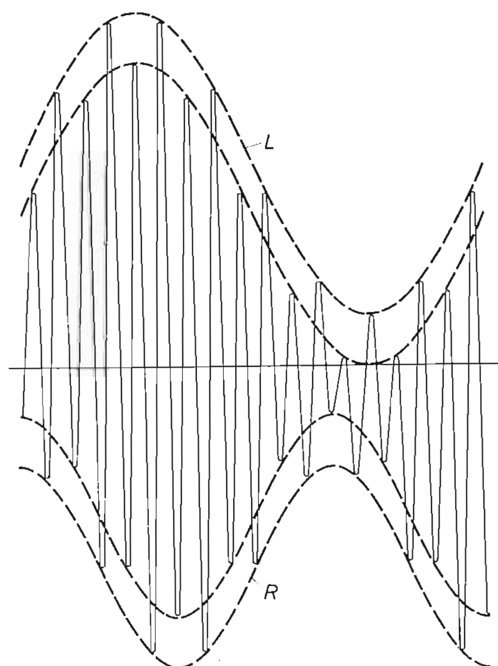


Figura 8.3 - Segnale costituito dal segnale multiplex e dalla sottoportante in fase corretta.

In pratica è possibile qualunque combinazione di *a* o di *b* con *c*, oppure *d*. Queste combinazioni verranno ora esaminate.

8.1.1 - *Decodificatori con rivelazione di inviluppo del segnale multiplex totale.*

Se l'onda portante di Fig. 8.2 viene sommata, con fase corretta, al segnale multiplex di Fig. 8.1, si ottiene il segnale di Fig. 8.3. Se l'onda portante viene sfasata di 180°, prima di venire sommata, si ottiene il segnale di Fig. 8.4.

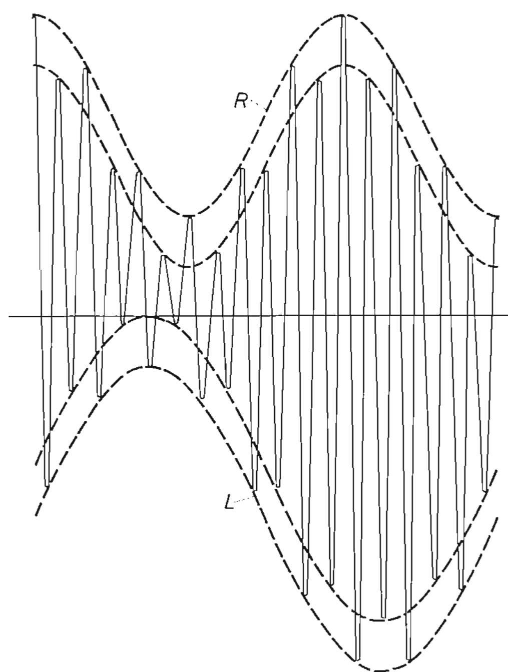


Figura 8.4 - Segnale costituito dal segnale multiplex e dalla sottoportane sfasata di 180° rispetto alla fase corretta.

Se il segnale di Fig. 8.3 viene applicato ad un rivelatore di picco (rivelatore di inviluppo), per esempio come in Fig. 8.5, la tensione sul resistore R_D del rivelatore assumerà la forma dell'inviluppo superiore. Si forma allora il segnale *R* su questo resistore. Analogamente, sul resistore R_D si forma il segnale *L*, quando viene ad esso applicato

il segnale di Fig. 8.4. Su questo principio può essere costruito un decodificatore, come si vede schematicamente nella Fig. 8.6. Questo ne è, in breve, il funzionamento: il segnale pilota a 19 kHz viene filtrato dal segnale multiplex, in arrivo mediante elementi selettivi (*A*), amplificato (*B*) e passato ad un circuito duplicatore di frequenza (*C*).

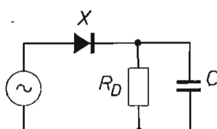


Figura 8.5 - Normale rivelatore di picco e di inviluppo.

Il risultante segnale a 38 kHz viene aggiunto al segnale multiplex totale dopo amplificazione selettiva (*D*), con l'aiuto del trasformatore *T*. La tensione alternata (38 kHz) fra *P* e *Q* è sfasata esattamente di 180°, rispetto alla tensione alternata fra *S* e *Q*. Con un'accurata regolazione della fase del segnale a 38 kHz, si ottiene la tensione alternata fra *I* e massa, avente la forma di Fig. 8.3 e la tensione alternata fra *S* e massa, avente la forma di Fig. 8.4.

Gli associati rivelatori producono il segnale *L* ad una uscita ed il segnale *R* all'altra.

Lo svantaggio della rivelazione di picco è che il prodotto *RC* di un rivelatore di picco deve essere molto maggiore, rispetto al periodo di oscillazione della frequenza portante e, nello stesso tempo, deve essere molto minore rispetto al periodo di oscillazione della possibile massima frequenza di modulazione. La frequenza portante è di 38 kHz e la massima frequenza di modulazione è di 15 kHz, sicché è quasi impossibile soddisfare contemporaneamente entrambe le esigenze. Di conseguenza il segnale di uscita risulta soggetto a distorsione, che aumenta al crescere della frequenza di modulazione. Questa distor-

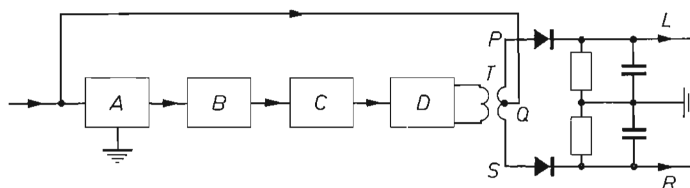


Figura 8.6 - Decodificatore con rivelazione di inviluppo del segnale multiplex.

sione di rivelazione produce dei fischi, poiché le armoniche più alte del segnale modulante interferiscono con l'onda portante e si ottengono frequenze-differenze, che giacciono nel campo udibile.

Vi sono molte varianti di questo sistema, compresa l'applicazione della rivelazione di picco a doppia fase; ma queste non ci interessano specificamente.

8.1.2 - *Decodificatori con rivelazione di inviluppo del segnale* S_M.

Se la sottoportante rigenerata viene sommata al segnale S_M in fase corretta e con sufficiente ampiezza, si ottiene un normale segnale modulato in ampiezza con il segnale S come modulante. Questo segnale viene ripristinato dopo rivelazione. L'addizione dei segnali S e M dà luogo al segnale L e la sottrazione dà luogo al segnale R, cioè

$$M + S = (L + R) + (L - R) = 2L$$

e

$$M - S = (L + R) - (L - R) = 2R$$

Uno schema di principio, per un decodificatore di questo tipo, è mostrato nella Fig. 8.7. Il funzionamento avviene, in breve, così: come nel caso del circuito descritto nel paragrafo 8.1.1, sugli avvolgimenti secondari del trasformatore T_1, viene ottenuto il segnale a 38 kHz. Il segnale multiplex passa attraverso un circuito E, accordato su 38 kHz, sicché rimane solo il segnale S_M sull'avvolgimento secondario di T_2. La somma del segnale S_M e della sottoportante rigenerata viene così ottenuta fra i punti P e T, e la differenza viene ottenuta fra S e T. La rivelazione dà il segnale S su R_1 e il segnale sfasato di 180° ($-S$) su R_2. Il segnale M viene ottenuto nel punto K per mezzo del filtro passa-basso F e viene applicato a T attraverso l'attenuatore H. Si forma così la somma $M + S = 2L$ ad un'uscita e la differenza $M - S = 2R$ all'altra.

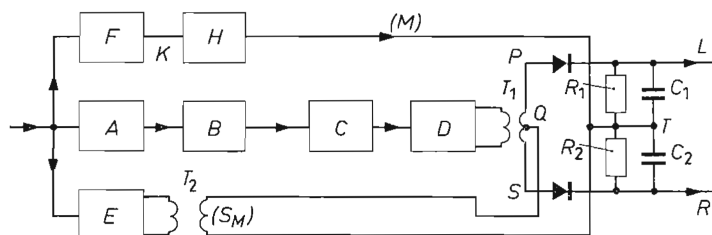


Figura 8.7 - Decodificatore con rivelazione di inviluppo del segnale S_M.

Il vantaggio di questo circuito è che la deenfasi può essere incorporata nel filtro passa-basso (*F*), per il segnale *M*, e nella curva di risposta del filtro (*E*) a 38 kHz, per il segnale S_M. In questo caso, evidentemente, la rivelazione di picco provoca fischi. Se il segnale *S* è relativamente troppo debole a causa della incompleta rivelazione, la somma e la sottrazione dei segnali *M* e *S* produrrà diafonia, ma questa può essere evitata attenuando allo stesso grado il segnale *M* in *H*.

8.1.3 - *Decodificatori con rivelazione a commutazione del segnale multiplex totale.*

I decodificatori con rivelazione a commutazione sono usati frequentemente ed è perciò utile esaminarli attentamente. Quest'esame può essere fatto mediante un circuito che viene usato in pratica dalla Philips, il cui schema di principio è rappresentato nella Fig. 8.8 e il cui funzionamento avviene così: il segnale multiplex proveniente dal rivelatore a FM raggiunge l'entrata del decodificatore. Questo segnale raggiunge anche, tramite il resistore in serie R_1, il circuito formato dall'autoinduttanza S_1 e dal condensatore C_1. Poiché questo circuito è accordato sulla frequenza del segnale pilota, viene applicato solo questo segnale alla base del transistore Tr_1. Tutte le altre componenti del segnale multiplex sono soppresse da questo filtro.

Il resistore in serie R_1 viene usato per due ragioni. Anzitutto, senza R_1, il circuito a 19 kHz risulterebbe caricato dall'impedenza di

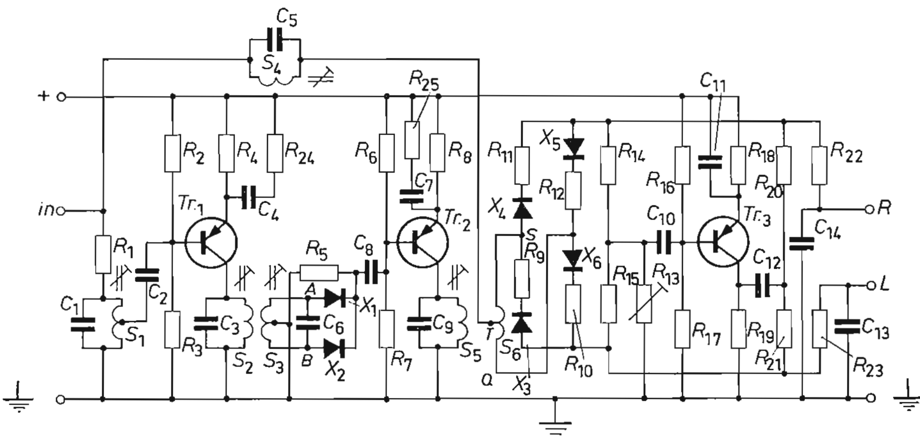


Figura 8.8 - Schema del decodificatore Philips impiegabile nei ricevitori a valvole.

uscita a bassa frequenza del rivelatore per FM. L'effetto di filtraggio di questo circuito verrebbe quindi ridotto, sicché le altre componenti del segnale multiplex non verrebbero sufficientemente attenuate. Secondariamente, questo circuito offre una bassa impedenza alle frequenze più alte e più basse di 19 kHz, cioè a tutte le frequenze che si hanno nei segnali M e S_M. Pertanto, entrambi i segnali M e S_M vengono attenuati. Impiegando R_1 si ottiene una impedenza di entrata costante a tutte le frequenze.

Tr_1 è polarizzato, come al solito, mediante i resistori R_2 e R_3. In parallelo al resistore di emettitore R_4 vi è un circuito in serie costituito da R_{24} e C_4, per la reazione negativa del segnale a 19 kHz. Sicché la amplificazione, praticamente, risulta indipendente dalle tolleranze dei componenti.

Tr_1 amplifica il segnale a 19 kHz, sicché il filtro passa-banda, formato da S_2 e C_3 (primario) e da S_3 e C_6 (secondario), fornisce una tensione alternata di ampiezza sufficiente per il successivo duplicatore di frequenza. Naturalmente entrambi gli avvolgimenti primario e secondario di questo filtro passa-banda debbono essere accordati su 19 kHz.

Lo scopo del filtro passa-banda consiste nell'ottenere un'amplificazione sufficientemente selettiva, che è richiesta per le seguenti ragioni:

— il segnale di commutazione a 38 kHz viene ottenuto dal segnale pilota, mediante duplicazione di frequenza, e viene poi usato per ripristinare i due originali segnali L e R dal segnale multiplex.

Se la selettività, prima della duplicazione di frequenza, è insufficiente, le componenti dei segnali M e S_M possono penetrare nel duplicatore di frequenza, sicché il segnale di commutazione generato può anche contenere frequenze diverse da 38 kHz e l'efficienza del commutatore elettronico viene pregiudicata. La combinazione del circuito singolo e del filtro passa-banda assicura un'adeguata selettività e le difficoltà suddette vengono così superate.

Un vantaggio del filtro passa-banda sta nella regolazione di fase della frequenza di commutazione. È necessaria una accurata regolazione, dato che uno sfasamento inadeguato produce diafonia, per il fatto che la commutazione non avviene più nell'istante corretto.

È possibile una semplice regolazione della fase, disaccordando leggermente uno dei tre circuiti accordati su 19 kHz. Se viene usato, a tale scopo, uno dei circuiti del filtro passa-banda, la fase può essere corretta senza attenuazione del segnale, il che è un vantaggio. Con

un filtro passa-banda, un leggero disaccordo lascia praticamente inalterata l'ampiezza del segnale passante. Invece, con un solo circuito, tale ampiezza viene a risentire fortemente del disaccordo.

Il duplicatore di frequenza consiste dei diodi X_1 e X_2 e del resistore R_5. Il funzionamento è spiegato nelle Figg. 8.8 e 8.9. I punti A e B nella Fig. 8.8 forniscono la tensione a 19 kHz, alternata rispetto a massa, come si vede nelle Figg. 8.9*a* e *b*. Il diodo X_1 condurrà perciò fra t_1 e t_2 e il diodo X_2 fra t_2 e t_3. Si forma perciò una tensione sul resistore R_5, come si vede nella Fig. 8.9*c*.

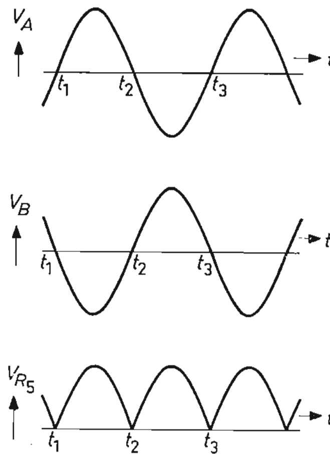


Figura 8.9 - Rappresentazione grafica della duplicazione di frequenza.

L'analisi di Fourier di questa forma d'onda di tensione, mostra che sono presenti solo le armoniche pari del segnale originario, cioè 38 kHz, 76 kHz ecc. Filtrando tutte le frequenze oltre la seconda armonica, rimane la desiderata frequenza di commutazione di 38 kHz.

Il segnale mostrato nella Fig. 8.9*c* raggiunge la base del transistore

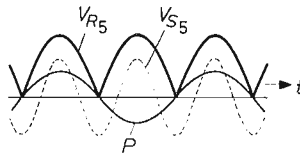


Figura 8.10 - Relazione di fase fra segnale pilota e sottoportante.

Tr_2 attraverso C_8. Analogamente a Tr_1, questo transistore ha anche la normale regolazione di fase e una reazione negativa in corrente alternata. Un circuito comprendente S_5 e C_9, accordato su 38 kHz, è inserito nel circuito di collettore di Tr_2. L'effetto del filtro fa sì che vengano eliminate le armoniche del segnale sulla base di Tr_2 (Fig. 8.9*c*), sicché si forma nella bobina di accoppiamento un segnale puro a 38 kHz. L'amplificazione assicura che la tensione a 38 kHz ottenuta è sufficientemente alta, da garantire un efficace funzionamento del commutatore elettronico.

A meno che non vengano attuati particolari accorgimenti, la relazione di fase fra il segnale pilota e il segnale di commutazione, generato su S_6, non sarà corretta. La Fig. 8.10 mostra il segnale pilota, il segnale su R_5 e la sua componente a 38 kHz. La componente a 38 kHz viene amplificata e passata, senza sfasamento, a R_6, cosicché l'intersezione con l'asse zero non coinciderà con quella del segnale pilota.

Perché il rivelatore a commutazione funzioni correttamente, i punti di intersezione con l'asse zero debbono evidentemente coincidere. La Fig. 8.10 mostra che ciò può avvenire sfasando di 90°, il segnale a 38 kHz, oppure di 45° il segnale pilota. Siccome è difficile ottenere uno sfasamento di 90°, il mezzo preferito consiste nella correzione di fase di 45° del segnale pilota. Questa correzione avviene nel circuito *RC* formato da C_2 e dall'impedenza di ingresso di Tr_1.

A causa delle tolleranze nei componenti, lo sfasamento non è sempre di 45°, ma si può ottenere un'accurata regolazione disaccordando uno dei circuiti del filtro passa-banda, come precedentemente descritto.

Il commutatore elettronico, dal quale vengono ripristinati i segnali *L* e *R* dal segnale multiplex, consiste dei diodi X_3, X_4, X_5 e X_6. Quando il punto *S* (Fig. 8.8) ha una tensione positiva rispetto al punto *Q*, i diodi X_3 e X_6 sono bloccati, mentre X_4 e X_5 sono in conduzione e viceversa, quando *Q* è positivo rispetto ad *S*. Il punto *Q* è alternativamente negativo e positivo, a causa della tensione alternata a 38 kHz indotta in S_6 e quindi i diodi vengono commutati da questa tensione, che ha un'ampiezza tale che l'effettiva commutazione non può risentire del segnale multiplex (che è applicato al punto *T*). Ciò significa che fra *T* e *S*, e anche fra *T* e *Q*, la tensione di commutazione deve essere sempre maggiore, in valore assoluto, rispetto all'ampiezza del segnale multiplex.

Il funzionamento di questo commutatore elettronico è spiegato

dalle Figg. 8.11 e 8.12. Le parti essenziali del commutatore sono riportate nella Fig. 8.11, mentre nella Fig. 8.12 sono rappresentati i segnali più importanti, trascurando per semplicità il segnale pilota, dato che esso non ha alcun effetto sul funzionamento del commutatore.

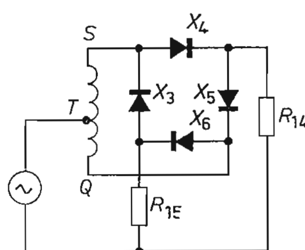


Figura 8.11 - Principio del rivelatore a commutazione.

Il punto di partenza è il segnale multiplex, nel quale è rappresentato per semplicità solo il segnale di sinistra (Fig. 8.12*a*) cioè $R = 0$. Si ottiene su S una tensione che è la somma del segnale multiplex e di quello di commutazione di Fig. 8.12*b*. La somma di questi due segnali viene anche ottenuta in Q, però il segnale di commutazione risulta sfasato di 180° rispetto al segnale di commutazione in S (Fig. 8.12*c*). Il segnale multiplex consiste del segnale M di Fig. 8.12*d* e del segnale S_M di Fig. 8.12*e*.

Quando il segnale di commutazione in S è positivo rispetto a T, il segnale di commutazione in Q è negativo rispetto a T. Durante il semiperiodo del segnale di commutazione in cui avviene ciò, i diodi X_4 e X_5 sono in conduzione, mentre X_3 e X_6 sono bloccati. Durante il semiperiodo successivo, X_4 e X_5 sono bloccati, sicché non si può formare alcun segnale su R_{14}. Pertanto circola, attraverso R_{15}, una corrente durante il primo semiperiodo, la quale è proporzionale alla somma dei segnali Q e S. I segnali di commutazione in questi punti sono in controfase, sicché non vi è alcuna tensione a 38 kHz su R_{14}. D'altra parte, le componenti M e S_M sono in fase su Q e S. Le risultanti correnti che circolano in R_{14} vengono sommate, cosicché questo resistore ha su di esso una tensione doppia del segnale M e doppia del segnale S_M. La commutazione periodica produce su R_{14} il segnale M commutato di Fig. 8.12*f* e il segnale S_M commutato di Fig. 8.12*g*. Siccome R_{14} e R_{15} vengono a loro volta commutati, in maniera simile su R_{15} si ha la somma del segnale M commutato di Fig. 8.12*h* e del segnale S_M commutato di Fig. 8.12*k*.

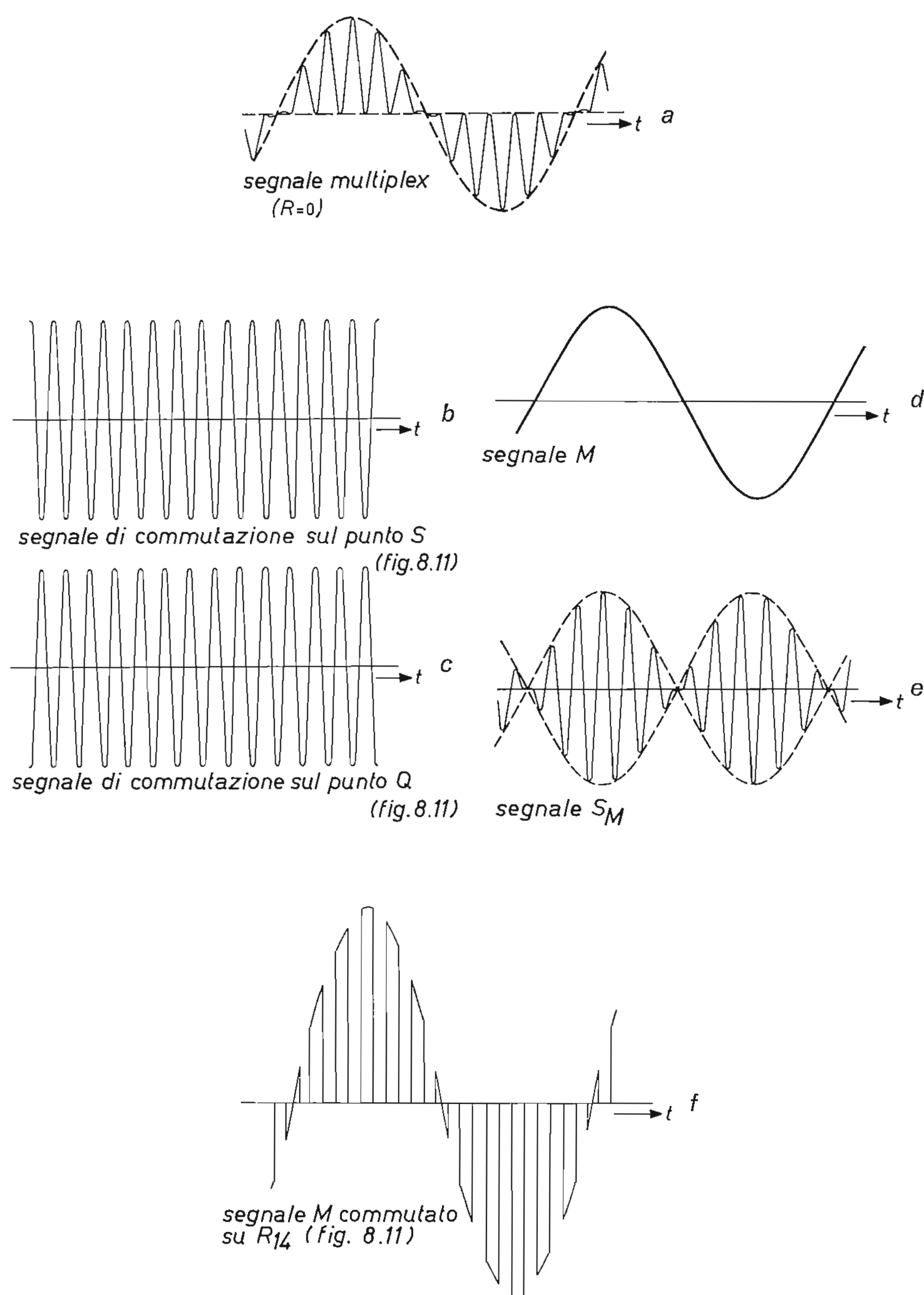
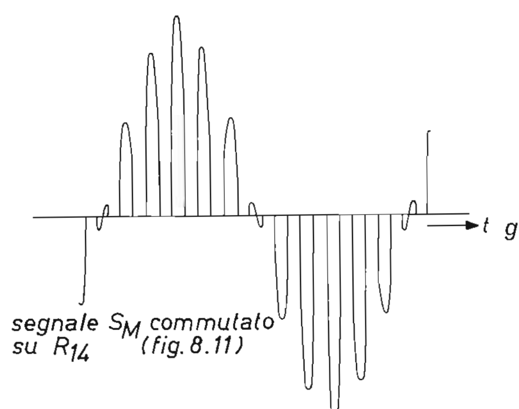
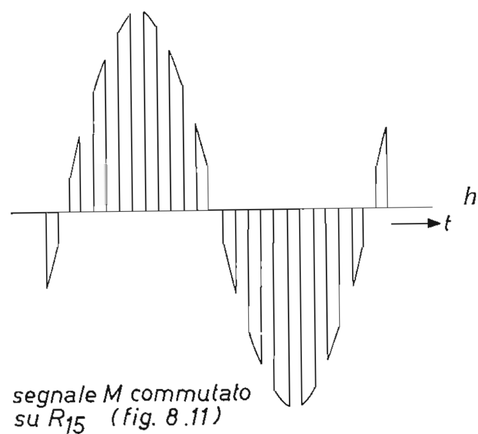
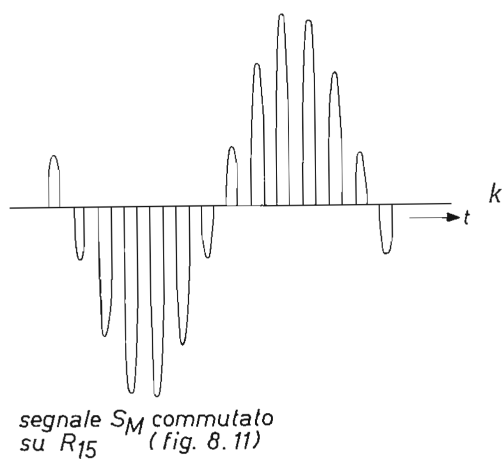


Figura 8.12 - Segnali che hanno origine in un rivelatore a commutazione (a-k).


t
g
segnale S_M commutato
su R_{14} (fig. 8.11)


h
t
segnale M commutato
su R_{15} (fig. 8.11)


k
t
segnale S_M commutato
su R_{15} (fig. 8.11)

L'analisi delle figure mostra che f e h contengono il segnale M, g il segnale S e k il segnale S sfasato di 180°. Inoltre in ciascuno dei segnali sono anche presenti armoniche di S_M, le quali successivamente vengono filtrate.

L'ampiezza del segnale M in f e h è uguale alla ampiezza del segnale originario M. Inoltre l'ampiezza del segnale S in g e h è uguale a $2/\pi$ volte l'ampiezza del segnale orignario S. Pertanto su R_{14} avremo

$$\frac{A}{2}(L+R)+\frac{A}{\pi}(L-R)=AL\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\right),$$

essendo $R = 0$. Su R_{15} avremo

$$\frac{A}{2}(L+R)-\frac{A}{\pi}(L-R)=AL\left(\frac{1}{2}-\frac{1}{\pi}\right).$$

Ne consegue che, quando si usa un rivelatore a commutazione del tipo avanti descritto, vi è una diafonia di

$$20\log\frac{\frac{1}{2}-\frac{1}{\pi}}{\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}}=-13\text{ dB}.$$

Quando sono presenti entrambi i segnali R e L, si può vedere, in maniera simile, che il segnale L viene ottenuto su R_{14} con diafonia da parte del segnale R. Il segnale R si forma su R_{15} con diafonia da parte del segnale L. Si trova che la diafonia risulta di — 13 dB per i due segnali.

La funzione dei resistori in serie con i diodi nel rivelatore a commutazione è duplice. Anzitutto, essi debbono evitare un eccessivo carico del circuito a 38 kHz (S_5 e C_9). Senza questi resistori, S_6 sarebbe sempre cortocircuitato, poiché i diodi conducono una coppia alla volta.

La seconda funzione riguarda l'efficienza di funzionamento del decodificatore per i segnali monofonici. Spieghiamo questa funzione.

Il livello di diafonia che si ha in questo rivelatore è troppo alto per una buona riproduzione stereofonica. La diafonia viene eliminata in un circuito di compensazione formato dal transistore Tr_3 e dai componenti associati, mostrato separatamente nella Fig. 8.13. Questo circuito è disegnato con i segnali di uscita dal rivelatore a commutazione con le principali impedenze di uscita R_u.

Il segnale E_1 consiste di L più la diafonia aR. Il segnale E_2 consiste di R più la diafonia aL. Il simbolo a indica il rapporto di diafonia che, come si è detto prima, è -13 dB ($a = 0{,}222$).

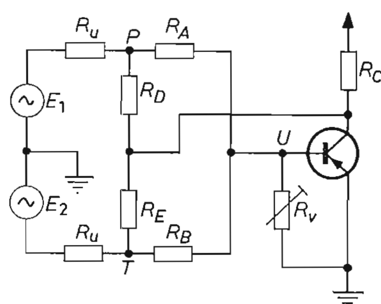


Figura 8.13 - Schema di principio del circuito di compensazione della diafonia con un transistore.

Se vi fosse una completa compensazione, vi sarebbe solo L su P, e in T vi sarebbe solo R. Sommando, si ottiene un segnale in U, che è proporzionale a $(L + R)$. Questo segnale, $g\,(L + R)$, è amplificato dal transistore C secondo un fattore h ed è sfasato di 180°, sicché la tensione su R_c è $E_c = -gh\,(L + R)$. Questa tensione produce una corrente attraverso R_A che è proporzionale a E_C. Inoltre, E_1 produce una corrente attraverso R_A che è proporzionale a $(L + aR)$. La corrente totale attraverso R_A consiste, quindi, di una componente $t(L + aR)$ e di una componente $-mgh(L + R)$ e diventa

$$I_{RA} = t\,(L + aR) - mgh\,(L + R) =$$
$$= (t - mgh)\,L + (at - mgh)\,R.$$

Con una compensazione totale della diafonia, il secondo termine di I_{RA} diventa zero. Ciò significa che $a \times t$ deve essere uguale a $m \times \times g \times h$ e, siccome a, t, m e h hanno un valore costante, ciò si ottiene regolando g, mediante il resistore variabile R_V.

Siccome la diafonia è uguale nei segnali E_1 e E_2, la diafonia del segnale viene completamente compensata in T.

Inoltre, si impiega per entrambi i segnali un circuito di deenfasi che è formato dalla combinazione di R_{22} con C_{14} e R_{23} con C_{13}.

Come abbiamo detto prima, questo decodificatore è compatibile, sicché i segnali monofonici applicati all'entrata sono riprodotti indistorti attraverso le due uscite.

Con segnali monofonici non si forma su S_6 alcun segnale di commutazione. Il segnale monofonico è quindi immediatamente applicato a Q e S. Le parti positive sono applicate rispettivamente all'uscita di destra e di sinistra tramite X_{14} e R_{11}, e X_6 e R_{10}. Le parti negative passano attraverso X_5 e R_{12}, e X_3 e R_9. Di conseguenza, tutto il segnale monofonico viene trasmesso su entrambe le uscite di destra e di sinistra.

La seconda funzione dei resistori in serie R_9, R_{10}, R_{11} e R_{12}, che è stata citata dianzi, è la linearizzazione delle caratteristiche dei diodi, sicché la distorsione nella trasmissione monofonica risulta limitata.

Il filtro elimina-banda, costituito da C_5 e S_4 (Fig. 8.8), serve ad eliminare il segnale a 67 kHz, citato nel par. L delle norme FCC (cap. IV). Ciò impedisce che si abbiano interferenze nel funzionamento del rivelatore a commutazione.

Il decodificatore introduce una certa attenuazione, causata principalmente dal rivelatore a commutazione, che riduce il segnale S secondo un fattore $2/\pi$, sicché i segnali L e R risultano attenuati secondo un fattore

$$\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\right)$$

Secondariamente, vi è una perdita nel circuito di compensazione della diafonia. Il segnale desiderato viene attenuato di $(1 - a)$. Le resistenze in serie dei quattro diodi di commutazione e il funzionamento non ideale del circuito di compensazione provocano un'ulteriore attenuazione. In totale le perdite ammontano a circa 9 dB.

Le stesse perdite avvengono nella trasmissione monofonica, eccetto che, in questo caso, non vi è attenuazione da parte del rivelatore a commutazione.

Se venissero usati rivelatori a valore di picco, invece del rivelatore a commutazione (come avviene in alcuni decodificatori), il segnale S non verrebbe attenuato e non vi sarebbe alcuna diafonia. Il circuito di compensazione della diafonia risulterebbe quindi superfluo e le perdite risulterebbero di circa 5 dB minori. Tuttavia nel decodificatore Philips non viene usato il rivelatore a valore di picco (Fig. 8.1), poiché la rivelazione di picco del segnale S_M produce fischi udibili di interferenza, dato che la modulazione di frequenza, che più comunemente avviene, è dello stesso ordine di grandezza della frequenza della sottoportante. Inoltre, vi è interferenza fra il segnale pilota e la frequenza di modulazione e le sue armoniche. Si ha interferenza anche nel rivelatore a commutazione, ma in grado molto minore.

Il rivelatore di Fig. 8.8 può essere usato solo negli apparati radio con valvole. L'impedenza di uscita è così alta, che il collegamento di due amplificatori a bassa frequenza a transistori, con le loro resistenze di entrata relativamente basse, causerebbe una fortissima attenuazione.

Le impedenze di uscita dipendono principalmente dai resistori R_9, R_{10}, R_{11} e R_{12} del rivelatore a commutazione e R_{22} e R_{23} dei due circuiti di deenfasi.

I resistori in serie hanno un valore alto per ridurre la distorsione del segnale monofonico. Inoltre il rivelatore a commutazione non deve essere fortemente caricato e, quindi, anche il circuito di deenfasi deve avere un'alta impedenza.

È stato poi sviluppato un altro decodificatore, da usare nei ricevitori a transistori, e il suo principio è simile a quello del decodificatore di Fig. 8.8, ma con un differente circuito di compensazione della diafonia.

Inoltre, nei ricevitori a transistori, il rivelatore a commutazione è progettato in modo da ridurre al minimo la distorsione nella trasmissione monofonica.

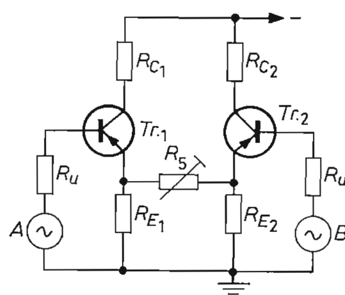


Figura 8. 14 - Schema di principio del circuito di compensazione della diafonia con due transistori.

Lo schema per questo secondo circuito di compensazione è rappresentato nella Fig. 8.14. Il rivelatore a commutazione è rappresentato dai generatori di tensione A e B che forniscono i segnali $(L + aR)$ e $(R + aL)$. I resistori R_u sono le impedenze di uscita del rivelatore a commutazione.

La base del transistore Tr_1 è pilotata dal segnale $(L + aR)$, che produce una corrente di collettore di $g(L + aR)$, mentre l'emettitore è pilotato dal segnale prodotto sull'emettitore del transistore Tr_2, che

è uguale a $m(R + aL)$. Questo segnale è attenuato dal resistore R_5 secondo un coefficiente h, sicché la corrente di collettore di Tr_1 diventa

$$g(L + aR) - hm(R + aL) = L(g - hma) + R(ag - hm)$$

I fattori a, g e m sono costanti. Regolando R_5 si ottiene $h = ag/m$ e il termine di diafonia diventa allora zero. La compensazione della diafonia per Tr_2 è ottenuta allo stesso modo. Siccome in questo circuito hma è piccolo rispetto a g, mentre g è grande rispetto a 1, il segnale $\boldsymbol{L}$ dalla base di Tr_1 verrà ripristinato e amplificato nel circuito di collettore e le perdite vengono compensate dall'amplificazione.

Questo circuito di compensazione ha un'alta impedenza di entrata, cosa che assicura un efficiente funzionamento del rivelatore a commutazione.

Infine, l'impedenza dei circuiti di collettore, costituenti l'uscita del decodificatore, è bassa e quindi possono essere collegati senza difficoltà amplificatori a transistori a bassa resistenza.

I resistori in serie R_9, R_{10}, R_{11} e R_{12} nel rivelatore a commutazione hanno un effetto di linearizzazione sulle caratteristiche dei diodi per segnali monofonici.

Le caratteristiche dei diodi sono mostrate nella Fig. 8.15, e in esse è stato introdotto l'effetto delle resistenze in serie (a). Un segnale sinusoidale b, produce c, dopo essere passato attraverso il circuito

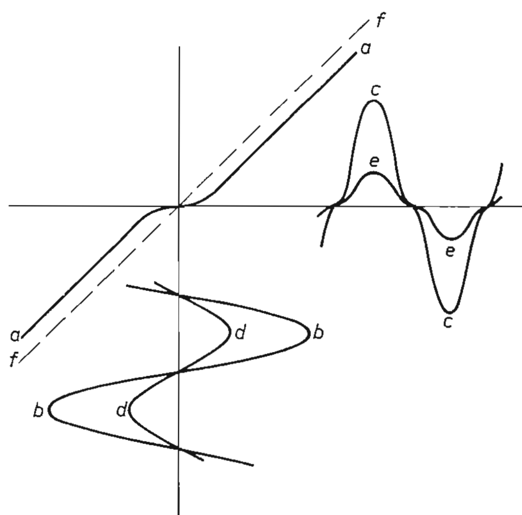


Figura 8.15 - Distorsione da « crossover » per segnali monofonici quando sono usati diodi.

a diodi. La parte non lineare della caratteristica composita provoca allora distorsioni nella regione di intersezione con l'asse zero (distorsione da « cross-over »). Se l'ampiezza del segnale è grande, in rapporto alla regione di passaggio per lo zero (*b*), la distorsione può in pratica essere trascurata.

Nei ricevitori a transistori il segnale dal rivelatore a FM risulta generalmente più debole che nei ricevitori a valvole. Il rapporto fra il segnale del rivelatore di un ricevitore a valvole e quello del rivelatore di un ricevitore a transistori è rappresentato dalle ampiezze dei segnali *b* e *d* nella Fig. 8.15.

Usando il decodificatore nei ricevitori a transistori, si ottiene una maggiore distorsione nella trasmissione monofonica. Un segnale di rivelazione sinusoidale *d* darà quindi il segnale *e*. Si può vedere chiaramente che lo scostamento di *e* dalla sinusoide è maggiore di quello di *c*; cioè la distorsione è maggiore.

Aumentando le resistenze in serie, si migliorerebbe ciò, ma a spese dell'ampiezza del segnale di uscita.

Una migliore linearizzazione, senza alte perdite, è possibile quando le due caratteristiche dei diodi siano un po' scostate dall'asse zero,

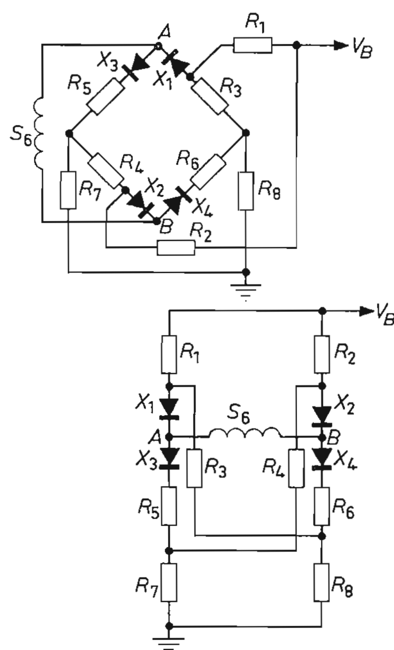


Figura 8.16 - Preregolazione dei diodi del rivelatore a commutazione.

applicando ai diodi una precisa corrente di polarizzazione per la conduzione diretta. Nella figura è mostrata con linea tratteggiata la caratteristica migliorata.

I diodi sono preregolati nel circuito di Fig. 8.16*a*, che è mostrato più chiaramente nella Fig. 8.16*b*. In questa figura $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$, $R_7 = R_8$ e $X_1 = X_2 = X_3 = X_4$.

Da considerazioni di simmetria, ne consegue che su A e B si ha la stessa tensione continua, sicché S_6 non svolge alcuna parte nella regolazione a corrente continua di questi diodi e inoltre segue che le correnti continue attraverso i quattro diodi sono le stesse. Le correnti nei diodi dipendono dalla tensione continua V_B applicata e da R_1 e R_2, la cui resistenza è alta, poiché la corrente di polarizzazione attraverso i diodi deve essere molto piccola (pochi microampere). L'effetto di questi due resistori sul funzionamento del rivelatore a commutazione con segnali stereo può perciò essere trascurato.

Impiegando il circuito di compensazione di diafonia di Fig. 8.14 e i due resistori di linearizzazione del circuito di Fig. 8.8, si ottiene un decodificatore la cui distorsione è minore dell'1 % e la cui diafonia è minore di — 30 dB sul campo di frequenze audio.

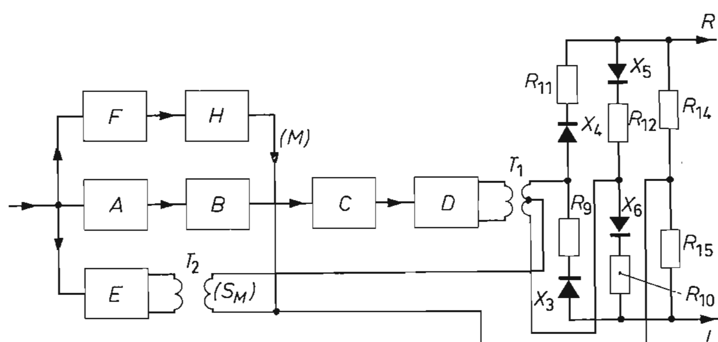


Figura 8.17 - Decodificatore con rivelazione a commutazione del segnale S_M.

8.1.4 - *Decodificatori con rivelazione a commutazione del segnale S_M.*

Corrispondentemente al metodo del par. 8.1.2, è anche possibile applicare solo il segnale S_M al rivelatore a commutazione. Questo tipo di decodificatore può allora essere progettato, per esempio, come si vede nella Fig. 8.17. Per il funzionamento del rivelatore a commutazione occorre riferirsi al par. 8.1.3 e per le altre parti al par. 8.1.2.

8.2 - Indicatori stereo per commutatori mono/stereo.

Come abbiamo visto precedentemente, nel capitolo VII, è preferibile dotare il ricevitore stereofonico di un indicatore, che mostri chiaramente quando viene ricevuto un segnale stereo. Inoltre, frequentemente, è necessario impiegare un commutatore automatico mono/stereo, per evitare che venga riprodotta stereofonicamente una trasmissione stereofonica avente un cattivo rapporto segnale/rumore (ricezione debole) e per assicurare inoltre che l'ampiezza della sottoportante rigenerata sia sufficientemente grande da azionare il decodificatore, quando venga ricevuto il desiderato trasmettitore con un segnale sufficientemente forte. Quando si usano tanto l'indicazione stereo, come la commutazione automatica mono/stereo, le due funzioni vengono generalmente combinate insieme.

In generale tutti i dispositivi di indicazione e di commutazione sono controllati dal rivelatore mediante il segnale pilota o dalla sottoportante formata da esso.

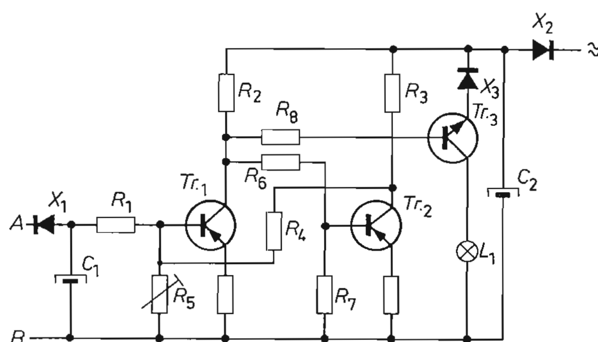


Figura 8.19 - Schema di principio dell'indicatore Philips.

Anzitutto descriveremo un indicatore, usato dalla Philips nei suoi ricevitori con decodificatori compatibili, che non vengono commutati. Nella trattazione del loro funzionamento si incontrano numerosi aspetti che sono anche applicabili ai commutatori di commutazione, sicché, negli esempi successivi, non daremo alcuna spiegazione dettagliata di combinazioni di indicatori e commutatori.

L'indicatore consiste di un circuito trigger di Schmitt, che pilota un transistore di commutazione, che a sua volta commuta una lampadina spia, quando viene ricevuta una trasmissione stereofonica. Nella Fig. 8.18 è riportato lo schema elettrico.

L'indicatore è pilotato dal segnale di collettore del transistore Tr_2 di Fig. 8.8, che si ottiene quando si riceve un segnale stereo. Questo segnale a 38 kHz è applicato all'entrata *A* dell'indicatore. La rettificazione di questo segnale mediante il diodo X_1 produce una tensione continua su C_1, che è negativa rispetto a massa (*B*). Questa tensione continua pilota il transistore Tr_1 attraverso il partitore di tensione, formato dai resistori R_1 e R_5. Il circuito a scatto, formato da Tr_1 e Tr_2 e dagli altri componenti principali, è progettato in modo che, in assenza di segnale di entrata, Tr_1 non è attraversato da corrente e Tr_2 ha la corrente massima. Non vi è quindi alcuna tensione su Tr_2, mentre la tensione su R_3 è massima.

La tensione fra la base e l'emettitore di Tr_1 è tenuta così bassa da R_4 e R_5, che il transistore non fornisce alcuna corrente. Se si applica alla base di Tr_1 una tensione progressivamente negativa, essa provocherà ad un dato momento una corrente attraverso R_2, sicché vi sarà una caduta di tensione in progressivo aumento su questo resistore.

La tensione di collettore diventerà così più positiva. Questa variazione di tensione viene trasmessa dal partitore di tensione R_6 e R_7 alla base di Tr_2, la cui corrente di collettore, perciò, diminuisce, sicché la tensione di collettore diviene più negativa. Questa variazione negativa di tensione viene trasmessa da R_4 alla base di Tr_1 e aumenta l'effetto della tensione di controllo esternamente applicata. Questa è una reazione positiva, cosicché si ha un effetto valanga, che immediatamente fa scattare il dispositivo alla sua seconda posizione di stabilità, nella quale Tr_1 conduce e Tr_2 è bloccato.

Quando Tr_1 conduce, la sua corrente di collettore (attraverso R_8) viene utilizzata per portare il transistore di commutazione Tr_3 nella massima conduzione, sicché la lampadina spia L_1 si accende alla massima intensità.

Quando la tensione di controllo sulla base di Tr_1 diminuisce, ad un certo valore, vi sarà ancora effetto valanga e il trigger ritornerà alla precedente condizione. La lampadina spia, allora, passa istantaneamente dalla massima illuminazione allo stato di « spento ». La lampadina spia viene spenta per un valore più basso della tensione di controllo su *A*, rispetto a quello per il quale essa si accende. Questo fenomeno di isteresi evita che vi sia una tensione tipica alla quale la lampadina fluttuerebbe, per effetto di leggere fluttuazioni della tensione di controllo.

La ragione dell'effetto di isteresi è che, quando la lampadina è

accesa, solo la tensione di base di Tr_1 è formata dalla tensione di controllo, ma, quando è spenta, vi è anche la tensione di reazione. Ciò è spiegato dalla Fig. 8.19, che mostra le tensioni di collettore di Tr_1 e Tr_2 e la corrente attraverso la lampadina spia L_1 al variare della tensione di controllo. Man mano che la tensione di controllo aumenta, vengono percorse le curve « a » e, quando diminuisce, le curve « b ».

Questo fenomeno di isteresi, sopra descritto, è necessario anche per altri sistemi indicatori.

Con un'alta capacità di C_1, il circuito rettificatore ha una lunga costante di tempo, sicché il circuito non reagisce istantaneamente ai segnali spuri.

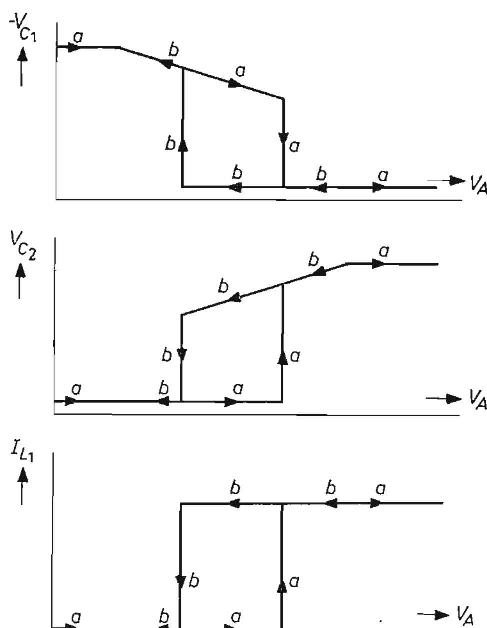


Figura 8.19 - Isteresi nell'indicatore.

L'indicatore viene alimentato per rettificazione di una tensione alternata, per esempio della tensione di accensione dei riscaldatori di un ricevitore a valvole. La tensione alternata rettificata viene filtrata dal condensatore C_2.

Il diodo X_3 forma una soglia per Tr_3, sicché, nel caso di una piccola caduta di tensione su R_3, la lampadina spia non si accende.

La stabilizzazione termica del circuito è ottenuta usando come R_2 un resistore NTC. La corrente di dispersione di Tr_1 aumenta al crescere della temperatura. Ciò è compensato dalla contemporanea diminuzione del valore di R_2, sicché la lampadina non si accende ad alte temperature, in assenza di segnale di entrata.

Vi sono molti sistemi di commutatore automatico mono/stereo, che tuttavia possono essere divisi in due tipi.

a) Commutatori che applicano un segnale monofonico direttamente agli amplificatori ad AF. Ciò è particolarmente necessario per i decodificatori non compatibili. L'effettiva commutazione generalmente avviene mediante relé.

b) Commutatori che impediscono al segnale a 38 kHz di formarsi, oppure che impediscono al segnale di raggiungere il rivelatore. Ciò di solito avviene elettronicamente.

Un progetto iniziale per il tipo *a*) può essere un circuito circa uguale a quello mostrato nella Fig. 8.18, ma con opportuni valori di componenti. Per effettuare la commutazione si può aggiungere un relé in serie con la lampadina.

Un altro esempio è rappresentato schematicamente nella Fig. 8.20. In tale circuito, T_1 e T_2 con T_3 formano un circuito a scatto con resi-

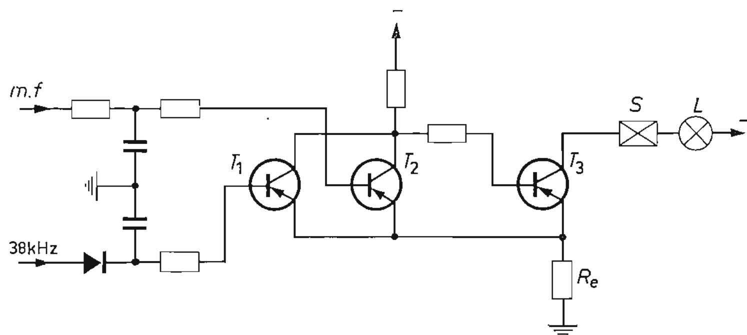


Figura 8.20 - Commutatore automatico mono-stereo per due tensioni di controllo.

store di emettitore comune R_e. Il passaggio alla posizione stereo, nella quale T_3 conduce e il relé *S* e la lampadina *L* sono eccitati, dipende quindi da due differenti tensioni di controllo: dall'ampiezza del segnale a 38 kHz, proveniente dal decodificatore e dall'ampiezza della tensione continua, proveniente dalla sezione a FI del ricevitore, che dipende dall'intensità del segnale a RF ricevuto. Il circuito a

scatto commuta allora a « stereo », quando si riceve un segnale stereo, solo se il segnale a RF è sufficientemente ampio.

Sono stati sviluppati numerosi circuiti del secondo tipo e ne esamineremo alcuni esempi.

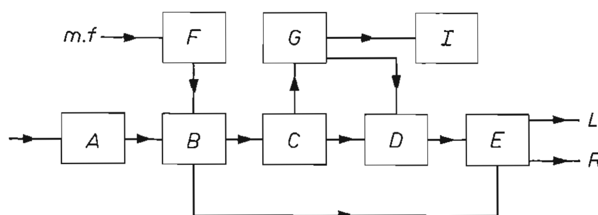


Figura 8.21 - Decodificatore con commutatore automatico mono-stereo.

Il decodificatore di Fig. 8.21 è rappresentato come schema a blocchi, per maggiore chiarezza. Il segnale multiplex giunge ad *A* e, dopo amplificazione, viene trasmesso all'amplificatore a 19 kHz *B*, dal quale il segnale ($M + S_M$) viene applicato al rivelatore a commutazione *E*. Però, lo stadio amplificatore *B* amplifica il 19 kHz solo quando il segnale a corrente continua, proveniente dalla sezione a *FI*, amplificato in *F*, inserisce il conveniente transistore. Il segnale pilota può allora essere amplificato e duplicato in frequenza in *C*. Dopo rettificazione, il circuito a scatto *D* viene azionato dal segnale pilota amplificato; questo circuito agisce quando la tensione del segnale è sufficiente e « apre » il transistore in *D* (stadio amplificatore a 38 kHz), con conseguente variazione di tensione, sicché la sottoportante può raggiungere il rivelatore a commutazione *E*. *G* inoltre inserisce l'indicatore *D*.

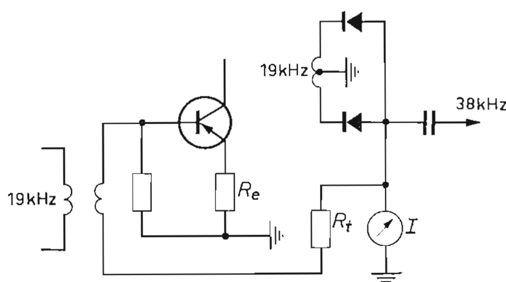


Figura 8.22 - Particolare di un decodificatore con commutatore automatico mono-stereo.

La Fig. 8.22 mostra solo un particolare di un'altra possibilità. La corrente continua proveniente dal circuito duplicatore serve a consentire di usare come indicatore un sensibile strumento a bobina mobile (*I*). Sicché attraverso R_t si può fare uso di reazione positiva con lo stadio precedente; la soglia può essere regolata in modo che lo stadio amplificatore a 19 kHz entri in funzione istantaneamente.

La tensione continua sul duplicatore può anche essere applicata alla griglia controllo di un tubo indicatore (occhio magico), sicché il tubo, che generalmente viene usato come occhio magico, serve in questo caso come indicatore stereo.

In generale, con questo tipo di circuiti, si usa una tensione di soglia, oltre la quale uno stadio amplificatore cambia rapidamente dallo stato di non amplificazione allo stato di amplificazione, impiegando una reazione positiva a corrente continua in uno degli stadi amplificatori o attraverso due stadi del decodificatore, oppure mediante circuiti a scatto, che entrano in azione quando il segnale a 19 kHz oltrepassa un certo livello. Il valore di soglia viene di solito regolato mediante un potenziometro, che è inserito nel circuito di reazione negativa, oppure che agisce su una preregolazione di tensione continua. Questi circuiti a scatto usano anche transistori di commutazione o diodi, per migliorare il rendimento del sistema decodificatore.

CAPITOLO IX.

MISURE SUI SUB-MODULATORI STEREO

Per la trasmissione dei programmi stereo e per effettuare misure sui ricevitori stereo e sui decodificatori sono necessari efficienti sub-modulatori. In questo capitolo daremo alcune indicazioni per le loro misure.

9.1 - Prove sul segnale di sinistra e di destra.

È importante che il segnale all'entrata, indicata « sinistra », sia effettivamente il segnale L, in conformità con le norme FCC.

Per controllare ciò, si applica una tensione sinusoidale ad audio-frequenza all'entrata di sinistra del sub-modulatore. Si collega un oscilloscopio alla presa multiplex di uscita ottenendo così la forma d'onda mostrata nella Fig. 9.1*a*, oppure *b*. A prima vista non vi è alcuna apparente differenza fra queste due figure. Un esame più accurato mostra però che la sequenza dei massimi e dei minimi differisce, per esempio, nei punti p, q, r e s. Se l'oscilloscopio mostra la traccia di Fig. 9.1*a*, il segnale di sinistra è certamente presente nella tensione di uscita. Con la traccia di Fig. 9.1*b* è presente il segnale di destra, sicché la notazione « sinistra » usata all'entrata è errata.

La Fig. 9.1*a* è la curva dell'equazione (V-13) con $m_R = 0$, e la Fig. 9.1*b* è la curva con $m_L = 0$.

9.2 - Misura della diafonia.

Quando è presente solo il segnale *L*, il segnale multiplex assume la forma di Fig. 9.1*a*, su un oscilloscopio, quando non vi è diafonia. Se il segnale *M* è relativamente troppo forte, si ottiene la curva di Fig. 9.2*a*. Questa è denominata « diafonia positiva », poiché gli inviluppi sono in fase.

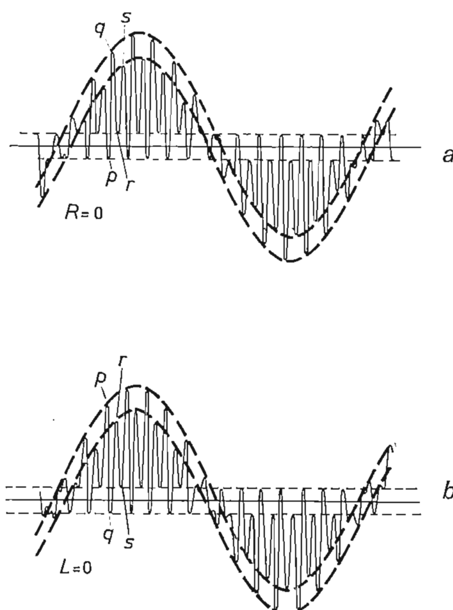


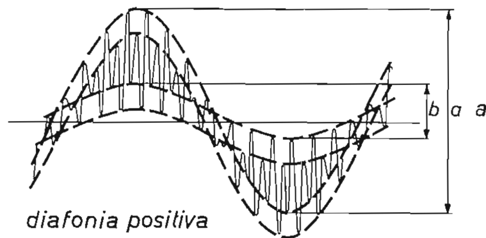
Figura 9.1 - Segnale multiplex con modulazione di un solo canale.

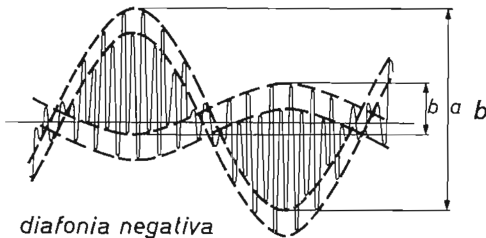
Una seconda possibilità è quella della diafonia negativa (Fig. 9.2), che si ha quando il segnale *M* è relativamente troppo debole.

Il terzo caso si ha quando i segnali *M* e *S* sono sfasati l'uno rispetto all'altro (differenti tempi di propagazione). Ciò è rappresentato nella Fig. 9.2*c* e questa diafonia è denominata « diafonia da sfasamento ».

In tutti e tre i casi, la diafonia deriva dalla relazione delle ampiezze *a* e *b* mostrate nelle figure: diafonia $= -20 \log \frac{a}{b}$ (dB).

Conformemente alle norme FCC (capitolo IV), essa deve essere minore di $-29{,}7$ dB.





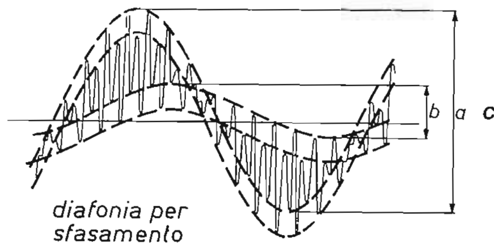


Figura 9.2 - Varie forme d'onda di diafonia per modulazione di un solo canale.

Per completare il quadro, deve anche essere determinata la diafonia, quando è presente solo il segnale di destra.

9.3 - Misure di fase del segnale pilota.

Se la fase del segnale pilota è corretta, il segnale multiplex assume la forma di Fig. 9.3 su un oscilloscopio, quando è presente solo il segnale di sinistra, oppure soltanto il segnale di destra.

In questa forma d'onda, p e q hanno la stessa ampiezza. Con a

sfasato, p e q hanno valori differenti. Se lo sfasamento è piccolo, la differenza tra p e q risulta difficilmente visibile.

È possibile una prova accurata, se si rende L uguale a $-R$. Con una piccola ampiezza di L e $-R$, il segnale multiplex fornisce una forma d'onda che, se la relazione di fase del segnale pilota è corretta, risulta simmetrica rispetto all'asse dei tempi. Un leggero sfasamento altera visibilmente questa simmetria. L'occhio è molto sensibile a questa alterazione, sicché questo metodo di controllo di fase è piuttosto efficace, oltre che semplice.

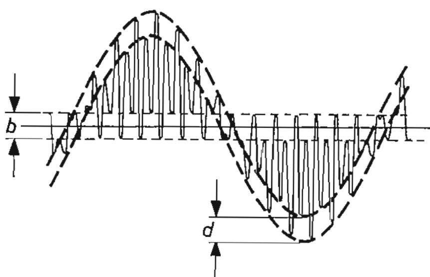


Figura 9.3 - Prova di fase del segnale pilota.

9.4 - Prova dell'indicatore di modulazione.

Con un'escursione massima di frequenza di 75 kHz del trasmettitore, l'escursione causata dal segnale pilota è da 6 a 7,5 kHz. Per il segnale $(M + S_M)$ l'escursione è 67,5 kHz per il massimo valore di $L = R$. Ciò corrisponde alla profondità di modulazione del 100 %. Il rapporto fra l'escursione del segnale $(M + S_M + P)$ e l'escursione soltanto di P, risulta allora compreso fra

$$\frac{67{,}5 + 6}{6} = 12{,}25 \qquad \text{e} \qquad \frac{67{,}5 + 7{,}5}{7{,}5} = 10$$

Ciò significa che il rapporto dei valori di picco della tensione di uscita multiplex deve anche essere compreso fra questi valori in entrambi i casi. In base a ciò, lo strumento che misura la profondità di modulazione può essere semplicemente controllato con l'aiuto di un semplice voltmetro di picco.

CAPITOLO X.

REGOLAZIONE E PROVA DEI DECODIFICATORI

La regolazione dei decodificatori comprende:

a) l'accordo dei circuiti a 19 e 38 kHz;

b) la regolazione della fase della sottoportante rigenerata;

c) la regolazione eventuale della compensazione della diafonia;

d) la regolazione del commutatore automatico mono/stereo.

a. I circuiti a 19 e 38 kHz possono essere accordati alla maniera solita, regolando le bobine variabili o i condensatori di accordo, in maniera tale da ottenere la massima tensione sui relativi circuiti. Ciò deve essere eseguito alla esatta frequenza del segnale di entrata a 19 kHz (precisione ± 2 Hz), come si fa per il rivelatore a FM.

b. Dopo questa regolazione, la fase della sottoportante risulterà generalmente non corretta. Per ottenere la desiderata relazione di fase, si disaccorda leggermente uno dei circuiti a 19 kHz. Con un decodificatore ben progettato, il disaccordo necessario sarà così piccolo, che l'ampiezza della sottoportante praticamente non ne risentirà. La regolazione della fase è corretta, quando la diafonia è minima. Un metodo pratico consiste nel regolare per la minima diafonia con modulazione su un solo canale del generatore multiplex. Per fare ciò deve essere disinserita qualunque compensazione di diafonia.

c. La diafonia residua verrà ridotta mediante il circuito di compensazione di diafonia. Ciò può anche avvenire regolando per la minima diafonia con la modulazione su un solo canale.

Un decodificatore correttamente regolato può generalmente essere inserito, così come è, in un ricevitore. È tuttavia possibile che, a causa di varianti di produzione dei ricevitori, ulteriori regolazioni della compensazione di diafonia possano dare un migliore rapporto di diafonia.

d. Il commutatore automatico mono/stereo va regolato per una specificata tensione del segnale pilota all'entrata del decodificatore. Questa tensione deve essere uguale alla tensione del segnale pilota, che il rivelatore a FM fornisce. L'elemento regolabile va tarato, in modo da ottenere che il dispositivo di commutazione agisca per la specificata ampiezza di segnale.

In un ricevitore stereo completo, si applica all'entrata a RF un segnale di antenna di una data ampiezza e si regola il dispositivo automatico come sopra.

La procedura di regolazione di un decodificatore in un ricevitore è la stessa di quella del decodificatore a solo, eccetto che i segnali sono forniti direttamente dal rivelatore a FM. I terminali di antenna del ricevitore vanno collegati ad un generatore a FM modulato da un generatore multiplex.

Per assicurare un efficiente funzionamento di un decodificatore è necessario provare:

1) se l'ampiezza della sottoportante è sufficientemente grande da non dar luogo a diafonia;

2) se il segnale L viene effettivamente trasmesso attraverso l'uscita di sinistra e il segnale R attraverso l'uscita di destra;

3) se la distorsione e la diafonia sono sufficientemente basse;

4) se la caratteristica di frequenza per entrambe le uscite è corretta (deenfasi);

5) se i segnali monofonici vengono correttamente rivelati, quando il decodificatore è compatibile;

6) se il dispositivo di commutazione automatica, se esiste, funziona correttamente, occorre assicurarsi che non sia eccessivamente sensibile, tanto da poter essere azionato da segnali di disturbo o di interferenza, o che non sia tanto poco sensibile da consentire solo la riproduzione monofonica.

CAPITOLO XI.

PROVA E TARATURA DEGLI INDICATORI

Per provare un indicatore, si deve applicare all'entrata un segnale a 19 o 38 kHz (a seconda del tipo). Di solito, il costruttore indica i valori di segnale di ingresso, ai quali l'indicatore deve chiudersi e deve aprirsi.

L'indicatore deve essere regolato nel ricevitore stereo applicando ai terminali di antenna del ricevitore un'onda portante a RF, modulata in frequenza con il segnale pilota. L'ampiezza e l'escursione di frequenza del segnale di antenna vanno regolate ai valori specificati dal costruttore. Si regola allora la sensibilità dell'indicatore, in modo da ottenere una corretta indicazione stereo.

Conclusione.

Gli autori hanno voluto trattare i vari aspetti delle radiodiffusioni stereofoniche, senza entrare in minuti particolari. Lo scopo era piuttosto di dare delle cognizioni, le più generali possibile, sulla radiodiffusione stereofonica.

Articoli che trattino i più recenti sviluppi di alcuni aspetti delle radiodiffusioni stereofoniche appaiono regolarmente in molte riviste radio. Ci sembra, tuttavia, che vi fosse necessità di un libro su questo argomento, libro scritto in forma comprensibile per un'ampia cerchia di lettori interessati. Anche per questa ragione, sono stati descritti molti sistemi esistenti o concepibili.

I lettori che desiderino ottenere notizie più particolareggiate, possono consultare opere e articoli che trattino le applicazioni pratiche delle radiodiffusioni stereofoniche.

Appendice.

Rapporto segnale-rumore nel sistema FCC.

1. *Sovrapposizione di un'onda portante e di un'interferenza.*

La sovrapposizione di un'onda portante $\bar{D}$ con ampiezza D e frequenza f e di un segnale interferente $\bar{S}$, costituito da un'onda sinusoidale con ampiezza S e frequenza f_s, è mostrata vettorialmente nella Fig. A.1. $\bar{S}$ ruota attorno all'estremità di $\bar{D}$ con pulsazione $\omega_v = 2\pi(f_o - f_s)$ e il risultante vettore $\bar{R}$ presenta una contemporanea modulazione di ampiezza e di fase e quindi una modulazione di frequenza.

In un ricevitore ideale per AM (che non sia influenzato la modulazione di frequenza o di fase) che riceva questo segnale, si ottiene, dopo la rivelazione, un segnale ad AF con pulsazione ω_v.

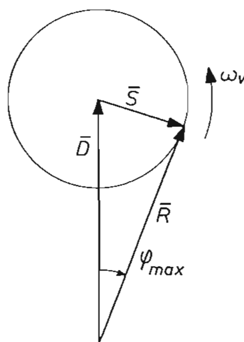


Figura A.1 - Rappresentazione vettoriale di un'onda portante e di un segnale di interferenza.

La profondità massima di modulazione dell'onda portante $\bar{D}$ sia del 100 %; la profondità di modulazione risultante dall'interferenza corrisponde a

$$\frac{S}{D} \times 100\ \%.$$

Cio fornisce la relazione

$$\frac{\text{ampiezza dell'interferenza}}{\text{ampiezza massima del segnale}} = \frac{S}{D} \tag{A.1}$$

La Fig. A.1 mostra che per il massimo sfasamento si può scrivere

$$\text{sen } \varphi_{max} = \frac{S}{D}$$

Per piccoli valori di S/D questa espressione può essere semplificata in

$$\varphi_{max} \approx \frac{S}{D}$$

La massima escursione equivalente di frequenza risulta, allora, uguale a

$$\Delta F_{max} = \frac{S}{D} f_v,$$

nella quale $f_v = \frac{\omega_v}{2\pi}$ è la differenza fra la frequenza della portante e la frequenza del segnale interferente. Per la massima escursione di frequenza del trasmettitore, ΔF_o si ottiene la seguente relazione in un ricevitore ideale per FM, dopo la rivelazione

$$\left(\frac{\text{ampiezza dell'interferenza}}{\text{ampiezza massima del segnale}}\right)_{FM} = \frac{S \times f_v}{D \times \Delta F_o} \tag{A.2}$$

Effetto del rumore del ricevitore.

I ricevitori a FM debbono poter funzionare su un ampio campo di differenti segnali di interferenza e anche con rumori che hanno uno spettro continuo, cioè tali, che l'energia del rumore per unità di larghezza di banda sia costante, nel campo delle FM.

In una banda di frequenze, avente larghezza Δf_v, con una differenza di frequenza media f_v rispetto alla frequenza della portante f_o, l'energia del rumore è proporzionale a Δf_v. Per un piccolo valore Δf_v si può stabilire, approssimativamente, che l'energia del rumore

provocato da un unico segnale sinusoidale avente frequenza f_s, ha una potenza proporzionale a Δf_v. L'ampiezza di questo segnale di rumore è allora

$$S = C \sqrt{\Delta f_v}, \qquad \text{(A.3)}$$

nella quale C è una costante.

Per la FM, le equazioni (A.2) e (A.3) danno:

$$\left(\frac{\text{ampiezza del rumore}}{\text{massima ampiezza del segnale}}\right)_{\text{FM}} = \frac{C f_v \sqrt{\Delta f_v}}{D \, \Delta f_o} \qquad \text{(A.4)}$$

Per la AM, le equazioni (A.1) e (A.3) danno:

$$\left(\frac{\text{ampiezza del rumore}}{\text{massima ampiezza del segnale}}\right)_{\text{AM}} = \frac{C \sqrt{\Delta f_v}}{D} \qquad \text{(A.5)}$$

3. *Rapporto segnale/rumore nella ricezione di un trasmettitore monofonico.*

Dall'equazione (A.4) segue che nella ricezione di una trasmissione monofonica vale la seguente relazione, per le principali componenti di rumore:

$$\left(\frac{\text{potenza di rumore}}{\text{potenza massima del segnale}}\right)_{\text{Mono}} = \frac{C^2 f_v^2 \Delta f_v}{D^2 (\Delta f_o)^2} \qquad \text{(A.6)}$$

Queste componenti di rumore sono udibili solo se la frequenza f_v è nel campo udibile, cioè al di sotto di 15 kHz, frequenza limite f_g. Per calcolare il contributo totale del rumore, l'equazione (A.6) deve essere integrata nel campo $- f_g \leq f_v \leq f_g$, dato che anche valori negativi di f_v possono causare interferenza udibile.

Inoltre ogni ricevitore per FM ha un circuito di deenfasi, che attenua le frequenze più alte. La costante di tempo è stata specificata in 50 μsec per l'Europa e 75 μsec per gli USA. L'effetto della deenfasi è rappresentabile nell'equazione (A.6), con un termine dipendente dalla frequenza

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{f_v}{f_d}\right)^2}$$

nel quale f_d è la frequenza alla quale l'attenuazione è di 3 dB; per 50 µsec questa frequenza è 3,18 kHz. L'equazione (A.6) diventa quindi

$$\left(\frac{\text{potenza di rumore}}{\text{massima potenza del segnale}}\right)_{\text{Mono}} = \frac{C^2 f_v^{\,2} \Delta f_v}{D^2(\Delta F_o)^2 \left\{1 + \left(\frac{f_v}{f_d}\right)^2\right\}}$$

Il rapporto rumore/segnale diventa

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{\text{Mono}} = \int_{-f_g}^{f_g} \frac{C^2 f_v^{\,2} \mathrm{d} f_v}{D^2(\Delta F_o)^2 \left\{1 + \left(\frac{f_v}{f_d}\right)^2\right\}}$$

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{\text{Mono}} = \frac{2\, C^2 f_d^{\,2}}{D^2(\Delta F_o)^2} \left\{ f_g - f_d \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d} \right\} \tag{A.7}$$

da cui si può ricavare direttamente il rapporto segnale/rumore:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Mono}} = \frac{D^2(\Delta F_o)^2}{2\, C^2 f_d^{\,2}} \cdot \frac{1}{\left\{ f_g - f_d \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d} \right\}} \tag{A.8}$$

4. *Ricezione monofonica di una trasmissione stereo.*

Il ricevitore riproduce solo il segnale somma M, sicché per il rapporto segnale/rumore si trova un'equazione come la (A.8). Il valore di ΔF_o deve, però, essere sostituito da un valore alquanto più piccolo. ΔF_m. Il rapporto segnale/rumore diventa allora

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Stereo},M} = \frac{D^2(\Delta F_m)^2}{2\, C^2 f_d^{\,2}} \cdot \frac{1}{\left\{ f_g - f_d \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d} \right\}} \tag{A.9}$$

5. *Ricezione stereofonica di una trasmissione stereo.*

Il segnale somma M naturalmente ha il rapporto segnale/rumore dato dall'equazione (A.9).

Il segnale differenza assume un altro valore, che viene determinato come segue:

Per il segnale S_M, la portante ripristinata con frequenza f_h viene

aggiunta in relazione di fase corretta, sicché si forma un normale segnale modulato in ampiezza, che viene rivelato. Ciò significa che le componenti interferenti, aventi frequenze f_v, risultano udibili come interferenza, solo se la differenza fra f_h e f_v è, in senso assoluto, più piccola di f_g (15 kHz). L'integrazione deve quindi essere eseguita fra i limiti $(f_h - f_g)$ e $(f_h + f_g)$.

Inoltre un valore positivo di f_v darà luogo ad una componente interferente, simile a quella di un valore negativo ugualmente grande. Poiché queste due componenti sono completamente indipendenti, la potenza può essere sommata l'una all'altra. Inoltre, il termine che tiene conto della deenfasi deve essere modificato. Questo termine diventa

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{f_v - f_h}{f_d}\right)^2}$$

L'integrazione, per determinare il rapporto segnale/rumore, avviene come segue

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{\text{Stereo},S} = 2 \int_{f_h - f_g}^{f_h + f_g} \frac{C^2 f_v^2 df_v}{D^2(\Delta F_o)^2 \left\{ 1 + \left(\frac{f_v - f_h}{f_d}\right)^2 \right\}} =$$

$$= \frac{4\, C^2 f_d^2 \left\{ f_g + \frac{f_h^2 - f_d^2}{f_d} \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d} \right\}}{D^2(\Delta F_m)^2}$$

dalla quale si ottiene

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Stereo},S} = \frac{D^2(\Delta F_m)^2}{4\, C^2 f_d^2 \left\{ f_g + \frac{f_h^2 - f_d^2}{f_d} \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d} \right\}} \qquad \text{(A.10)}$$

6. *Rapporto segnale/rumore in valori numerici.*

Ciò che realmente interessa è il deterioramento del rapporto segnale/rumore nella ricezione stereofonica, rispetto alla ricezione monofonica.

Le equazioni (A.8) e (A.9) danno

$$\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Mono}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Stereo},M}} = \left(\frac{\Delta F_o}{\Delta F_m}\right)^2 \qquad \text{(A. 11)}$$

e le equazioni (A.8) e (A.10) danno

$$\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Mono}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Stereo},S}} = 2\left(\frac{\Delta F_o}{\Delta F_m}\right)^2 \frac{\left(f_g + \frac{f_h^2 - f_d^2}{f_d} \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d}\right)}{\left(f_g - f_d \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d}\right)} \qquad \text{(A.12)}$$

Il segnale L è formato dalla somma di M e S, cosicché le potenze di rumore nei segnali M e S si sommano. L'intensità del segnale stesso non aumenta, sicché

$$\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Mono}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Stereo},L}} = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Mono}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Stereo},R}} = \left(\frac{\Delta F_o}{\Delta F_m}\right)^2 \frac{\left\{3 f_g + \frac{2 f_h^2 - 3 f_d^2}{f_d} \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d}\right\}}{\left(f_g - f_d \operatorname{arctg} \frac{f_g}{f_d}\right)} \qquad \text{(A.13)}$$

Per il sistema FCC, ma con una deenfasi avente una costante di tempo di 50 µsec, valgono i seguenti valori

$$\left(\frac{\Delta F_m}{\Delta F_o}\right) = 0{,}9; \; f_g = 15 \text{ kHz}; \; f_d = 3{,}18 \text{ kHz}; \; f_h = 38 \text{ kHz}.$$

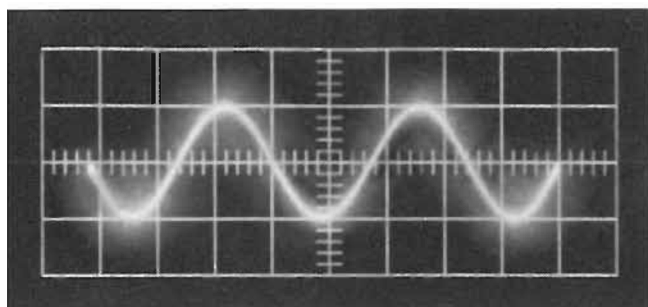
Da ciò, le equazioni (A.11) e (A.13) diventano

$$\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Mono}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Stereo},M}} = 0{,}92 \text{ dB}. \qquad \text{(A.14)}$$

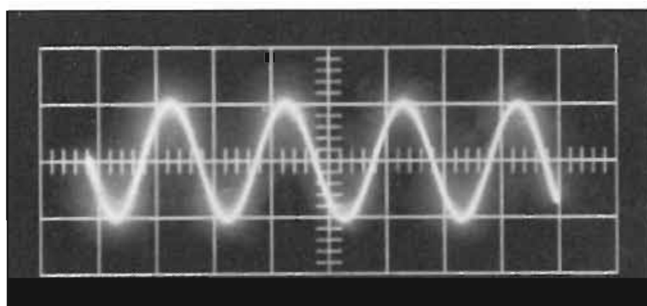
$$\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Mono}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Stereo},L,R}} = 21{,}6 \text{ dB}. \qquad \text{(A.15)}$$

Si può compilare la seguente tabella per il rapporto segnale/rumore per quattro possibilità di ricezione, basate sul livello 0 dB per ricezione monofonica di un trasmettitore monofonico

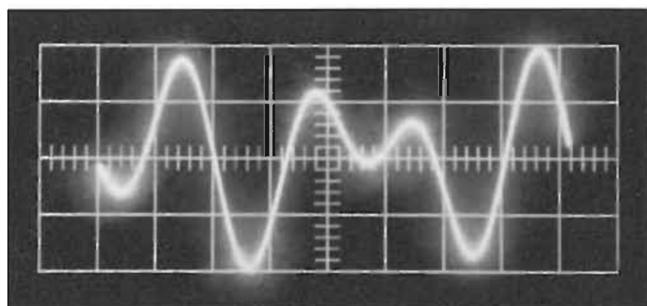
Trasmettitore	Ricevitore	Rapporto segnale/rumore
Mono	Mono	0 dB
Mono	Stereo	0 dB
Stereo	Mono	— 0,9 dB
Stereo	Stereo	— 21,6 dB



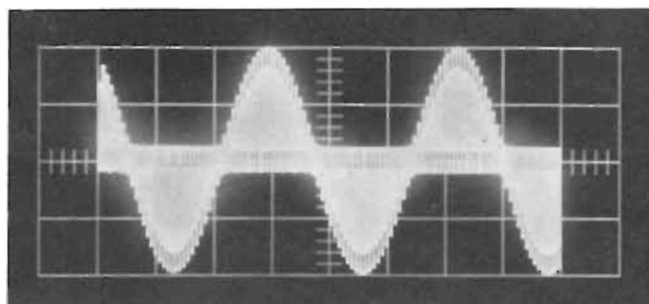
Segnale L.



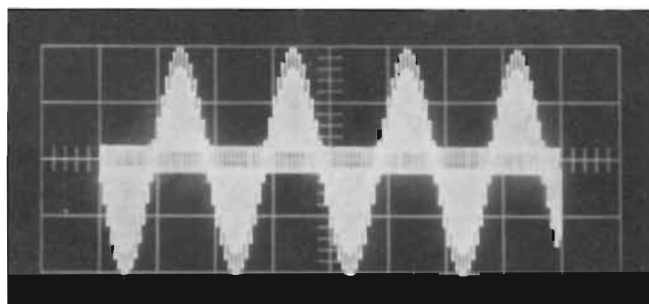
Segnale R.



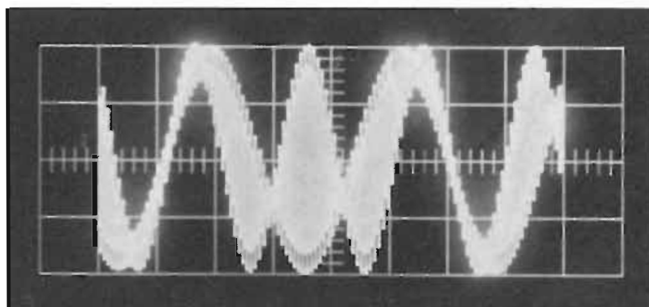
M = L + R.



Segnale multiplex con modulazione L compreso il pilota.



Segnale multiplex con modulazione R compreso il pilota.



Segnale multiplex con modulazione L e R compreso il pilota.

BIBLIOGRAFIA

DR. IR. N. V. FRASSEN, *Stereofonica*, Philips Technische Bibliotheek, Eindhoven
G. SLOT, *Van microfoon tot oor*, Philips Technische Bibliotheek, Eindhoven
O. S. PUCKLE, *Time basis*, Chapman and Hall Ltd., London

Vari articoli in:

« *Funkschau* »	(tedesco)
« *Radio Mentor* »	(tedesco)
« *Radio Bulletin* »	(olandese)
« *Radio Electronica* »	(olandese)
« *Electronica Wereld* »	(olandese)
« *Wireless World* »	(inglese)

ecc.

Edizioni C. E. L. I.
BOLOGNA

PREZZO NETTO
L. 2.500

